



Treball Fi de Carrera

**Enginyeria Tècnica de Telecomunicació  
Especialitat en Sistemes Electrònics**

---

**DISSENY I IMPLEMENTACIÓ D'UNA  
ETAPA D'ACONDICIONAMENT PER A  
MESURES DE CONDUCTIVITAT  
REALITZADES AMB UN MICROSCOPI DE  
FORCES ATÒMIQUES**

**Miquel Moras Alberó**

---

Director: Marc Porti Pujal

Departament d'Enginyeria Electrònica

**Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE)**

**Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Setembre 2009





El sotasignant, *Marc Porti Pujal*, Professor de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria (ETSE) de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el treball presentat en aquesta memòria de Treball Fi de Carrera ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *Miquel Moras Alberó*.

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, 29 de setembre del 2009

Signatura: *Marc Porti Pujal*



## ÍNDIX

1.	DESCRIPCIÓ DEL PROJECTE.....	9
1.1	Introducció.....	9
1.2	Objectius.....	9
1.3	Pla de treball .....	10
1.4	Organització de la memòria.....	13
2.	DESCRIPCIÓ DEL SISTEMA .....	15
2.1	Problemes de fiabilitat de senyal .....	15
2.2	El C-AFM i mesures del corrent elèctric .....	16
3.	DISSENY .....	21
3.1	Distribució dels blocs funcionals que implementen el circuit d'acondicionament.....	21
3.2	Etapa d'amplificació.....	23
3.2.1.	Càlculs .....	23
3.2.2.	Simulacions .....	24
3.3	Compensador d'offset .....	25
3.3.3.	Anàlisis circuital .....	26
3.3.4.	Càlculs del divisor de tensió.....	27
3.3.5.	Simulacions .....	29
3.4	Filtre pas baix Butterworth.....	29
3.4.1.	Càlculs .....	30
3.4.2.	Simulacions .....	35
3.4.3.	Resultats obtinguts al laboratori .....	35
3.5	Filtre elimina banda .....	36
3.5.1.	Càlculs .....	38
3.5.2.	Simulacions .....	40
3.5.3.	Resultats al laboratori .....	46
3.6	Filtre elimina banda i filtre pas baix .....	47
3.7	Implementació de la placa PCB.....	48
3.7.1.	Disseny de la placa PCB.....	48
3.7.2.	Rebel·lat de la placa PCB .....	49
3.7.3.	Soldadura i comprovació de les connexions.....	51
4.	APLICACIÓ PRÀCTICA AMB L'AFM .....	53
4.1	Mesures amb l'AFM Nanotec .....	53
4.2	Mesures amb l'AFM Scientec .....	55
5.	LLISTAT DE MATERIAL I PRESSUPOST .....	59
6.	CONCLUSIONS .....	63
	BIBLIOGRAFIA .....	64
7.	ANNEX .....	65
7.1	Càlcul de la funció de transferència .....	65
7.2	Taules experimentals del filtre rebuig de banda.....	67
7.3	Layouts del circuit d'acondicionament.....	70
7.4	Esquema circuital .....	71
7.5	Datasheets .....	72

## ÍNDIX DE FIGURES

Figura 1. Organigrama de planificació de tasques. ....	11
Figura 2. Diagrama de Gantt de la planificació del projecte. ....	12
Figura 3. Configuració del C-AFM per realitzar mesures elèctriques. ....	17
Figura 4. Esquema bàsic d'un preamplificador per un C-AFM. ....	17
Figura 5. Senyal de sortida a 50Hz del preamplificador de baix soroll del AFM de l'empresa Nanotec. ....	18
Figura 6. Senyal de sortida a 50Hz del preamplificador de baix soroll de l'AFM de l'empresa Scientec. ....	19
Figura 7. Diagrama de blocs funcionals del mòdul d'acondicionament. ....	21
Figura 8. Configuració circuital interna dels blocs funcionals del circuit d'acondicionament. ....	22
Figura 9. Esquema circuital de l'etapa d'amplificació. ....	23
Figura 10. Amplificació amb guany unitari. ....	24
Figura 11. Amplificació amb guany 10. ....	24
Figura 12. Amplificació amb guany 100. ....	25
Figura 13. Esquema circuital del compensador d'offset. ....	25
Figura 14. Esquema circuital del divisor de tensió. ....	27
Figura 15. Simulació del compensador d'offset quan $R_{var}$ varia entre 0 i 5K i $V_{var}$ varia entre $\pm 1$ volt. ....	29
Figura 16. Esquema del circuit del filtre pas baix de 5è ordre. ....	30
Figura 17. Esquema circuital de filtre pas baix de 5è ordre separat per blocs. ....	30
Figura 18. Diagrama de blocs d'un filtre de 5è ordre amb l'atribució amb els respectius coeficients del polinomi característic. ....	31
Figura 19. Filtre pas baix primer ordre. ....	31
Figura 20. Filtre pas baix de segon ordre amb configuració Sallen-Key. ....	33
Figura 21. Resposta en freqüència del filtre pas baix de 5è ordre. ....	35
Figura 22. Diagrama de Bode del filtre Butterworth de 5è ordre a 200Hz. ....	36
Figura 23. Configuració del filtre elimina banda implementat amb un UAF42. ....	40
Figura 24. Esquema circuital amb PSPICE del filtre elimina banda a 50Hz. ....	40
Figura 25. Simulació del filtre elimina banda amb $R_F$ que pot variar en un interval de [3178.820K , 3182.218K]. ....	42
Figura 26. Simulació del filtre elimina banda amb $R_F$ que pot variar en un interval de [3178.820K , 3185.182K]. ....	42
Figura 27. Valors de $R_f$ que determinen l'atenuació. ....	43
Figura 28. Rebuig de banda a 50Hz amb 6,8Hz d'amplada de banda. ....	44
Figura 29. Rebuig de banda a 50Hz amb 8,06 Hz d'amplada de banda. ....	44
Figura 30. Rebuig de banda a 50Hz amb 8,87 Hz d'amplada de banda. ....	45
Figura 31. Rebuig de banda a 50Hz amb 9,76 Hz d'amplada de banda. ....	45
Figura 32. Rebuig de banda a 50Hz amb 10,7 Hz d'amplada de banda. ....	45
Figura 33. Diagrama de Bode del filtre rebuig de banda a 10,7Hz d'amplada de banda. .....	46
Figura 34. Diagrama de Bode del filtre rebuig de banda a 8,87Hz d'amplada de banda. .....	47
Figura 35. Filtre elimina banda a 50Hz, $R_f = 3182K$ i 10,7Hz d'amplada de banda. ....	48
Figura 36. Filtre elimina banda a 50 Hz, $R_f = 3178K$ i 10,7 Hz d'amplada de banda. ....	48
Figura 37. Layouts de la cara Bottom i de la cara Top del mòdul d'acondicionament. ....	49
Figura 38. Revelat de la placa PCB vista per la cara Bottom. ....	51

Figura 39. Revelat de la placa PCB vista per la cara Top. ....	51
Figura 40. Acabat final de la placa PCB. ....	52
Figura 41. Esquema de connexió del preamplificador i del circuit d'acondicionament a l'oscil·loscopi.....	53
Figura 42. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) amb $R_f=3182K$ . b) Comparació dels senyals. ....	54
Figura 43. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) amb $R_f=3178K$ . b) Comparació dels senyals. ....	55
Figura 44. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Scientec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) per $R_f= 3182K$ . b) Comparació dels senyals. ....	56
Figura 45. Sortida del preamplificador de l'AFM Scientec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) per $R_f= 3182K$ . ....	57
Figura 46. Configuració Sallen-Key d'un filtre de segon ordre. ....	65

## ÍNDIX DE TAULES

Taula 1. Resultats obtinguts al laboratori del filtre pas baix de 5è ordre. ....	36
Taula 2. Taula de relació entre corrents i tensions mesurades en funció del guany.....	53
Taula 3. Llista de components utilitzats per realitzar el mòdul d'acondicionament. ....	60
Taula 4. Valors per representar la funció de transferència a 10,7Hz d'amplada de banda del filtre rebuig de banda a 50Hz.....	68
Taula 5. Valors per representar la funció de transferència a 8,87Hz d'amplada de banda del filtre rebuig de banda a 50Hz.....	69





# 1. DESCRIPCIÓ DEL PROJECTE

## 1.1 Introducció

El gran progrés tecnològic dins el camp de la nanotecnologia ha permès, al llarg dels anys, la continua reducció dels dispositius MOS per millorar i augmentar les prestacions en els circuits integrats com ara la velocitat, el consum i l'abaratiment dels costos de producció.

Actualment, uns dels principals problemes alhora d'implementar aquestes dispositius, és establir patrons cada vegada més petits i obtenir gruixos de dielèctric de porta extremadament prims. El dielèctric de porta més utilitzat és l'òxid de silici:  $\text{SiO}_2$ .

La utilització de gruixos extremadament prims de  $\text{SiO}_2$  (<2nm), comporta l'aparició de corrents de fuites d'origen túnel i problemes de fiabilitat. Aquests corrents s'han d'evitar ja que comporten reducció del temps de vida i un increment del consum dels dispositius MOS entre altres.

En els laboratoris del grup REDEC del departament d'Enginyeria Electrònica, a fi d'estudiar quan es produeix la ruptura del dielèctric de porta s'utilitza una tècnica de microscopia basada amb sonda local (SPM): el C-AFM (Microscopi de Forces Atòmiques), una tècnica de microscopia que permet obtenir imatges topogràfiques i de corrent de la superfície analitzada a escala nanomètrica.

Mitjançant el C-AFM, és pretén sotmetre el dielèctric de porta a estressos elèctrics per tal d'estudiar fins a quin punt es produeix la ruptura. Al sotmetre'l a aquests estressos, es generen petits corrents de l'ordre de pA que un cop processats amb una unitat de control es podrà crear un mapa de corrents. Si no s'ha produït ruptura dielèctrica s'apreciaran corrents molt baixos (~pA). D'altra banda, després de la ruptura (BD) flueixen nivells de corrent molt més elevats fins a mA. L'electrònica del C-AFM ha de permetre mesurar corrents quan més petits millor. Actualment el C-AFM disposa de un preamplificador de baix soroll de guany  $10^{10}$  V/A.

## 1.2 Objectius

En tot circuit electrònic (sobretot en els analògics, ja que són menys immunes a les interferències que els digitals), es creen internament o s'acoblen (degut a fons de radiació electromagnètica externes) petits senyals interferents o soroll. D'altra banda, en les tècniques de microscopia de sonda local fetes al laboratori de Caracterització Nanomètrica del departament d'Enginyeria Electrònica, la principal font de soroll és la xarxa elèctrica. Aquesta introdueix una component freqüencial a 50Hz i d'amplitud considerable.

Interessa doncs, que el possible soroll de xarxa elèctrica (o qualsevol altre font) que es pugui acoblar al senyal de mesura, l'afecti mínimament. Degut als alts nivells d'amplitud de la component freqüencial a 50Hz es podria emmascarar el senyal de mesura i ocasionar una lectura errònia. És així que l'objectiu principal d'aquest projecte és la implementació d'una etapa d'acondicionament que filtri en la mesura possible el soroll de xarxa. Aquest soroll s'introdueix a través del preamplificador del C-AFM i s'ha de filtrar a fi de millorar les mesures de conductivitat realitzades amb un Microscopi de Forces Atòmiques. A més a més, aquest mòdul d'acondicionament constarà d'una etapa d'amplificació amb guany variable: 1, 10 i 100, per poder mesurar

corrents extremadament petits de l'ordre de pA. També s'incorporarà una etapa per poder compensar la tensió de offset (mitjançant un potenciòmetre) que es pugui generar el convertidor I-V de l'AFM. Les senyals provinents de fonts electromagnètiques exteriors s'evitaran introduint l'AFM en una gàbia de Faraday, que té la peculiaritat d'aïllar qualsevol sistema que es trobi al seu interior de radiacions electromagnètiques externes, evitant problemes d'acoblaments electromagnètics.

Es pretén doncs, reduir el soroll xarxa un factor mínim de 10 i un màxim (o superior) de 100, que correspon a 20 i 40dB d'atenuació respectivament. És per això que s'implementarà un filtre rebuig de banda (o filtre notch) a 50Hz i un filtre pas baix a 200Hz per limitar l'ample de banda de l'AFM per eliminar el soroll fora l'amplada de banda del preamplificador del AFM. D'aquesta manera es pretén que a 50Hz es tingui un senyal on la seva amplitud sigui molt baixa. L'explicació més detallada tant dels filtres, com l'etapa d'amplificació i l'etapa per regular l'offset, es troba en el capítol 3 que fa referència al disseny del mòdul d'acondicionament.

L'abast del treball anirà des del disseny teòric fins la implementació final sobre una placa de circuit imprès i la comprovació amb els dos Microscopis de Forces Atòmiques del laboratori del grup REDEC del departament d'Enginyeria Electrònica: l'AFM de l'empresa Nanotec i l'AFM de l'empresa Scientec.

### **1.3 Pla de treball**

El desenvolupament d'aquest projecte des del inici fins el dia d'avui s'ha anat realitzant per parts. A la Figura 1 ens mostra l'organigrama de planificació de tasques i la Figura 2 mostra el desenvolupament al llarg del temps de les tasques del organigrama (diagrama de Gantt). Durant els primers dos mesos es va buscar informació sobre els tipus de filtres a realitzar i un cop plantejada la temàtica a resoldre i definides les especificacions, es va començar a fer els càlculs teòrics per trobar el conjunt de resistències que els formaven. A continuació les seves simulacions virtuals amb el programa PSPICE. Un cop es van obtenir els resultats i es van comprovar que aquests fossin correctes. Els dos mesos següents, es van demanar els components electrònics al fabricant Farnell [3] i es van implementar els filtres dissenyats sobre una protoboard. Els resultats es van comprovar experimentalment (al laboratori de Telecomunicacions) que s'ajustaven a les simulacions fetes amb el simulador. Al mateix temps es va començar a pensar el disseny del layout. En el cas de no ajustar-se les simulacions amb els càlculs teòrics, s'hauria de buscar el problema o tornar un altre cop al primer punt i tornar a refer els càlculs o revisar-los. Obtinguts tots els paràmetres que implementaven els filtres, es va fer el mateix procés amb l'etapa de compensació d'offset i la etapa d'amplificació.

La implementació del disseny de la placa de circuit imprès va ser el següent pas a realitzar. Va durar un mes. Mitjançant el programa de disseny OrCAD Layout es van dissenyar les pistes i tot el connexionat dels components i d'aquí en va dependre l'acabat final de la placa PCB. Un cop realitzada la placa es van revisar totes les connexions i es va mirar que s'ajustava al model teòric realitzat. En cas contrari, s'hauria de tornar a fabricar o fer un nou disseny. El següent mes, es van soldar els components sobre la PCB, es van realitzar les proves del circuit d'acondicionament, primer al laboratori de Telecomunicacions i després al laboratori del grup REDEC amb els dos AFMs. Es van anotar els resultats. La memòria es va començar a redactar a

mitjans d'abril fins al dia d'avui. Els últims mesos s'han acabat de fer correccions i posar les simulacions fetes amb els dos AFMs del laboratori.

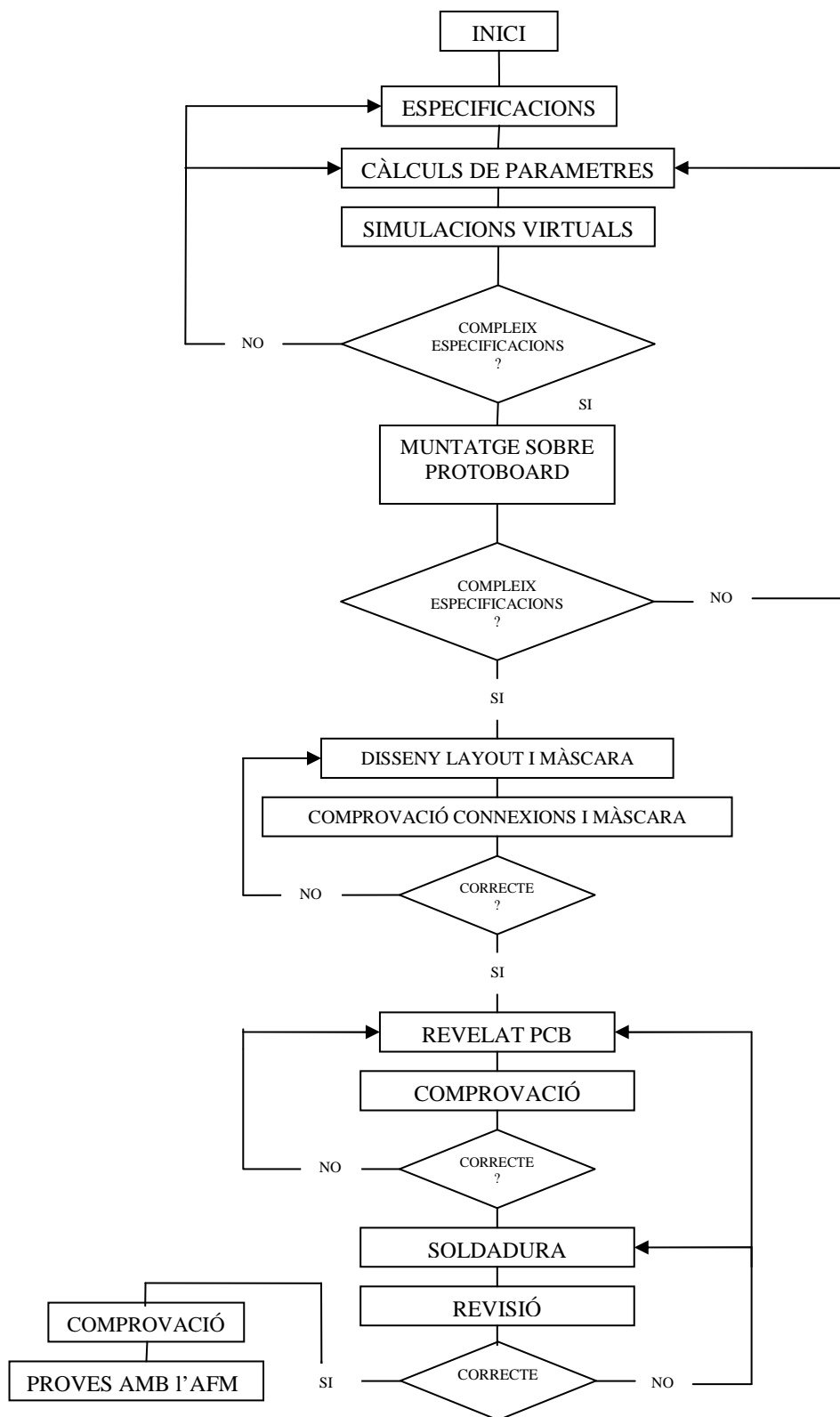


Figura 1. Organigrama de planificació de tasques.

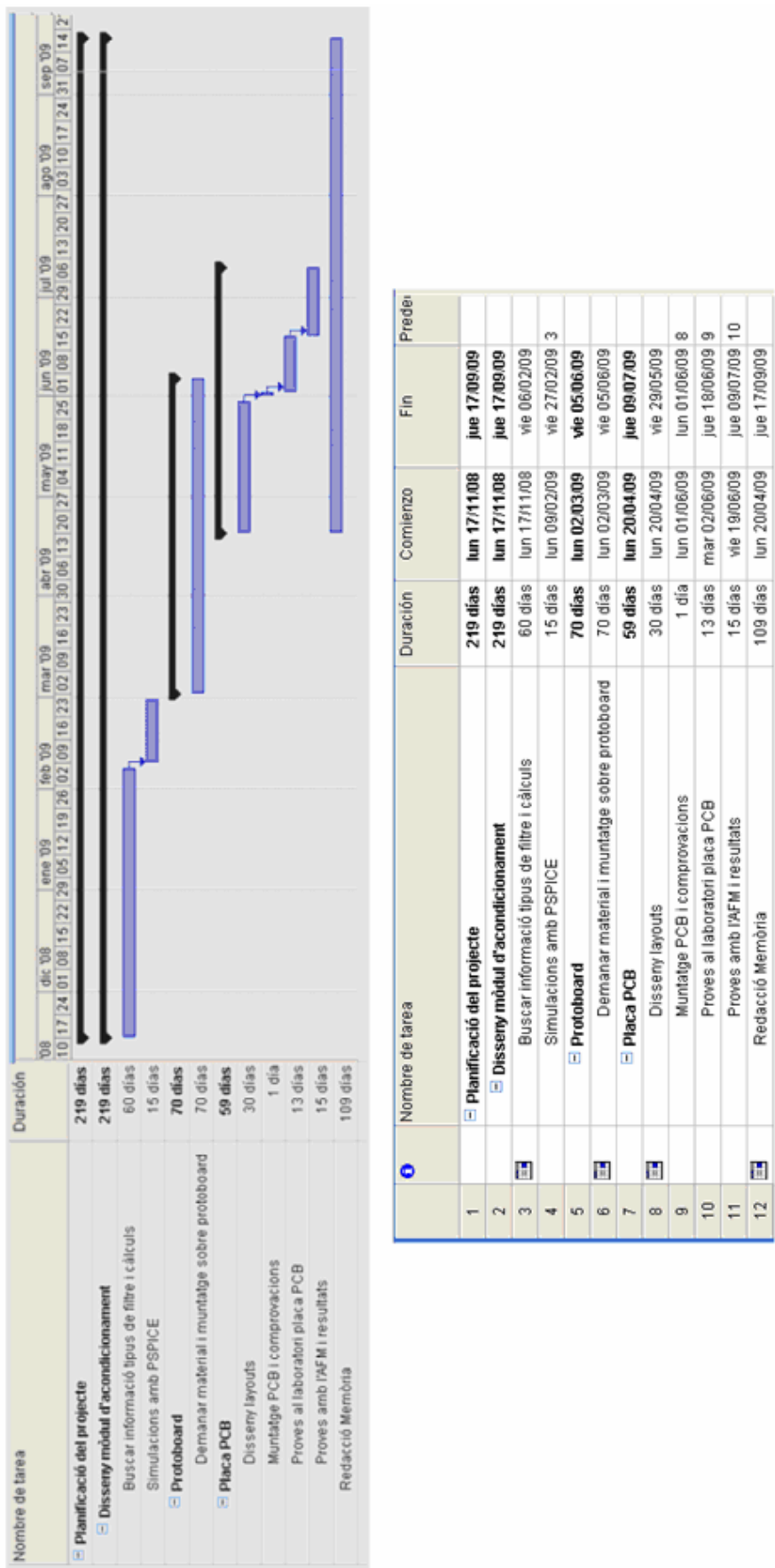


Figura 2. Diagrama de Gantt de la planificació del projecte.

## **1.4 Organització de la memòria**

La memòria s'ha organitzat de tal manera que s'ha dividida en set capítols. El primer, és on es fa una petita introducció sobre la tecnologia microelectrònica i la disminució del òxid de porta d'estructures MOS per aconseguir millors prestacions. S'esmenta la temàtica del projecte, el per què s'ha de realitzar una etapa d'acondicionament, quins beneficis s'obtidran i la planificació de taxes. En el capítol dos s'explicarà el funcionament d'un AFM amb les seves parts i s'anirà introduint l'etapa d'acondicionament i el seu funcionament per a millorar mesures de conductivitat realitzades amb aquest. El capítol 3, correspon amb l'apartat de disseny. Com s'ha esmentat en el pla de treball, s'expliquen les diferents etapes que formen el mòdul d'acondicionament juntament amb els seus càlculs realitzats, esquemes i simulacions. També s'esmentarà el procés de disseny de la placa PCB. En el capítol 4 es mostraran els resultats experimentals obtinguts amb els dos AFMs del laboratori del grup de recerca REDEC. En el capítol 5 es calcularà el pressupost final de projecte i es farà una llista amb el material utilitzat. Finalment, en el capítol 6 es faran les conclusions i les referències bibliogràfiques consultades. S'afegirà un annex; capítol 7, on es posarà informació addicional de càlculs de paràmetres dels filtres, com ara la funció de transferència. També s'inclouran els datasheets dels xips utilitzats, les taules de resultats del filtre rebuig de banda fetes al laboratori de Telecomunicacions, els layouts i l'esquema circuital del mòdul d'acondicionament. A més a més, s'afegirà una pàgina amb tres petits resums de la memòria: un en català, un altre en castellà i un en anglès.



## 2. DESCRIPCIÓ DEL SISTEMA

En aquest capítol es farà una petita introducció sobre el funcionament d'un AFM i l'estudi de dielèctrics de porta dels dispositius MOS. També s'esmentarà l'efecte de la component freqüencial a 50Hz que introdueix la xarxa elèctrica ens els dos AFMs del laboratori del grup REDEC. Finalment s'esmentarà la funció del convertidor I-V (preamplificador de baix soroll del AFM), per l'estudi del dielèctric de porta.

### ***2.1 Problemes de fiabilitat de senyal***

Per l'estudi de ruptura dels dielèctrics de porta, s'utilitza la capacitat MOS, formada per una capa metàl·lica o porta (generalment feta d'alumini o polisilici), una capa de material aïllant (òxid de silici) i finalment un substrat semiconductor (dopat de tipus N o P). Degut a les propietats aïllants dels òxids, al aplicar una tensió entre la porta i el substrat d'una estructura MOS, el flux de corrent hauria de ser nul en un principi, però quan el dielèctric és molt prim (de l'ordre de nanòmetres), a vegades s'observa un flux de corrent associat a fenòmens quàntics: corrent d'efecte túnel, degut a la ruptura dielèctrica. El corrent d'efecte túnel es basa en una probabilitat que els electrons estiguin a l'altre banda de la barrera potencial de l'estructura MOS. És per això que la capa de dielèctric de porta no es pot fer tan prima com es vulgui, hi ha un límit a partir del qual es comença a detectar corrent de túnel o corrent de fuites. Aquest excés de corrent pot donar lloc a la ruptura del dielèctric de porta.

Per estudiar fins quan pot aguantar el dielèctric de porta el que es fa és aplicar a estructures MOS unes tensions o injectar corrents superiors a les condicions nominals d'operació amb la finalitat de "trencar-les" i poder així estudiar aquest fenomen. Quan s'assoleix la ruptura dielèctrica del dielèctric de porta, aquest perd totes les seves propietats aïllants. Passa d'un estat de molt baixa conductivitat a una altra de conductivitat elevada. Es pretén que el gruix de la capa  $\text{SiO}_2$  sigui el més prim possible de manera que sigui fiable a nivell estructural. Actualment aquesta temàtica esdevé gran interès a grups de recerca que investiguen la fiabilitat del  $\text{SiO}_2$ .

Per realitzar l'estudi esmentat, s'utilitza una tècnica de microscopia basat amb un Microscopi de Forces Atòmiques que està englobat dins el camp de les microscopies de sonda local (SPM). S'utilitza aquest aparell perquè permet treballar directament sobre l'òxid d'estructures MOS sense porta de manera que la punta del AFM fa de la funció d'elèctrode metàl·lic. Això permet fer un estudi a escala nanomètrica, per tant, amb una resolució molt bona.

El principi de funcionament del camp de microscopia SPM es basa en mesurar una magnitud física punta-mostra que depèn de la distància on es troba aquesta i es manifesta quan una sonda s'apropa a distàncies extremadament petites (de l'ordre de nanòmetres o inferior) de la mostra. La mesura d'aquesta interacció permet obtenir una topografia.

En el cas del AFM es mesura la força entre la punta, que es troba a l'extrem d'un cantilever, i la mostra. Es va reduint la distància que els separa fins a detectar-la. El cantilever és una palanca de l'ordre de micres que incorpora en un dels extrems i perpendicular a aquests, una petita punta, de l'ordre de Angstroms, molt afilada que és on els àtoms del final d'aquesta, són els que interaccionen amb la mostra. Al interaccionar apareix una força sobre la punta i provoca una deflexió en el cantilever. Aquesta deflexió és detectada mitjançant un sensor de deflexió. El mètode més utilitzat

consisteix en enviar un feix de llum laser a la part posterior de l'extrem mòbil del cantilever que, un cop reflectit incideix en un sistema de fotodíodes de quatre quadrants.

Quan la palanca no presenta cap deflexió (és a dir, quan està allunyada de la mostra), el feix incideix en el centre del sistema. En canvi, quan es flexiona, aquest es desvia fent que uns fotodíodes detectin més intensitat de llum que els altres. El balanç d'aquestes intensitats (convertida en tensió mitjançant un conversor I-V) és precisament la variable que permet determinar la deflexió el cantilever. Cal destacar que aquest sistema de detecció es poden mesurar tant desplaçaments verticals, com laterals, de manera que ens permet avaluar tant les forces normals com les forces de fricció que s'exerceixen sobre la punta a mesura que s'escombra la superfície de la mostra.

La tensió proporcionada pel sistema de fotodíodes (proporcional a la deflexió) és recollida per l'electrònica de control de l'AFM, que és la que s'encarrega mitjançant el sistema electrònic de realimentació (feedback), de mantenir la distància punta-mostra (i, per tant, la deflexió del cantilever) constant a mesura que s'escombra la superfície. Així doncs, quan es fa un experiment amb AFM, un cop l'usuari ha triat un valor de referència per la flexió de la palanca (setpoint), el sistema de realimentació mesura la flexió en cada punt de l'escombrat i la compara amb el valor de referència. A partir d'aquesta comparació, l'electrònica de control de l'AFM aplicarà sobre el piezoelèctric vertical la tensió necessària per tal que la punta recuperi la flexió i, per tant la distància punta-mostra inicial. D'aquesta manera es vencen les irregularitats de la superfície i s'evitarà malmetre la punta. A més, aquesta tensió és la que el sistema utilitzarà com a variable per reproduir la topografia de la superfície analitzada. L'últim element clau en un AFM és l'ordinador. Aquest s'encarregarà de registrar i emmagatzemar les dades proporcionades per l'electrònica de control mitjançant una targeta d'adquisició de dades. També s'haurà de disposar un software per poder controlar l'AFM a temps real i poder canviar paràmetres quan calgui mentre s'estigui escombrant la superfície.

## **2.2 El C-AFM i mesures del corrent elèctric**

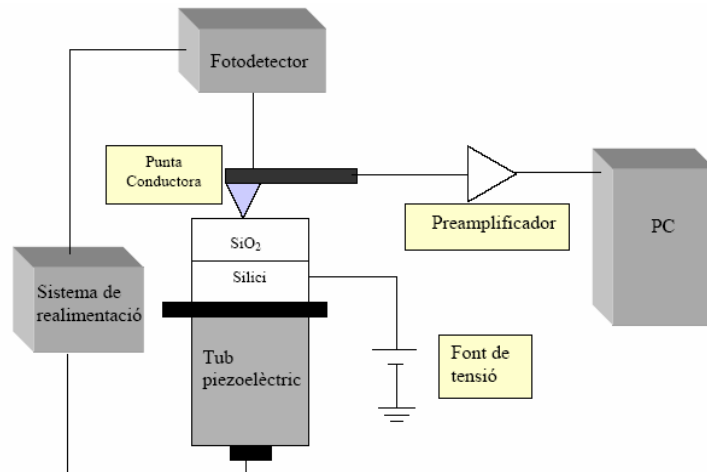
L'AFM però, només permet mesurar la topografia. Per mesurar les propietats elèctriques dels dielèctrics de porta cal modificar-lo i convertir-lo en C-AFM.

Per poder realitzar mesures elèctriques mitjançant un Microscopi de Forces Atòmiques, a més de tots els elements necessaris en un AFM convencional, són necessaris tres elements addicionals: una punta conductora, una font de tensió que polaritzi el sistema punta-mostra i un preamplificador que permeti mesurar els baixos nivells de corrent ( $\sim$ pA) que flueixen a través de l'estructura de test. A la Figura 3 podem observar un AFM convertit en C-AFM per poder realitzar mesures de corrents.

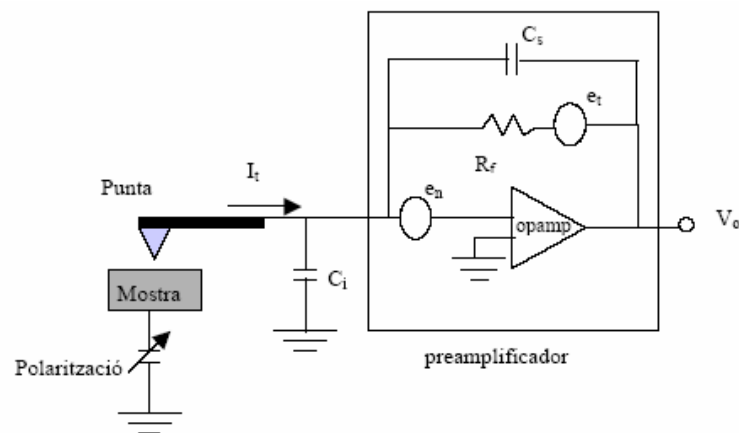
El conversor I-V és el preamplificador de l'AFM. A part d'amplificar la senyal, realitza la conversió dels corrents de túnel a tensions. Al ser corrents molt petits quans es transformen a tensions, si no s'amplifiquessin, seria molt difícil apreciar-los. El circuit de la Figura 4, correspon al circuit esquemàtic d'un preamplificador en el qual es mostra un amplificador operacional d'alta impedància d'entrada amb la seva resistència de feedback (R), la capacitat paràsitica ( $C_s$ ) associada a R, la font de soroll en tensió de l'amplificador operacional ( $e_n$ ), el soroll Johnson associat a la resistència de feedback ( $e_t$ ) i una altre capacitat paràsitica associada a les connexions d'entrada al circuit ( $C_i$ ). Aquesta capacitat paràsitica determina, en gran mesura, l'amplificació del soroll ( $e_n$ ) i



l'amplitud de banda del sistema. Per augmentar les prestacions del preamplificador (és a dir, disminuir el soroll i augmentar l'amplada de banda) cal que  $C_i$  sigui el més petit possible. A la pràctica, això s'aconsegueix col·locant el preamplificador tant a prop com sigui possible del capçal de l'AFM. A la Figura 4 podem observar l'esquema del preamplificador esmentat anteriorment.



**Figura 3. Configuració del C-AFM per realitzar mesures elèctriques.**



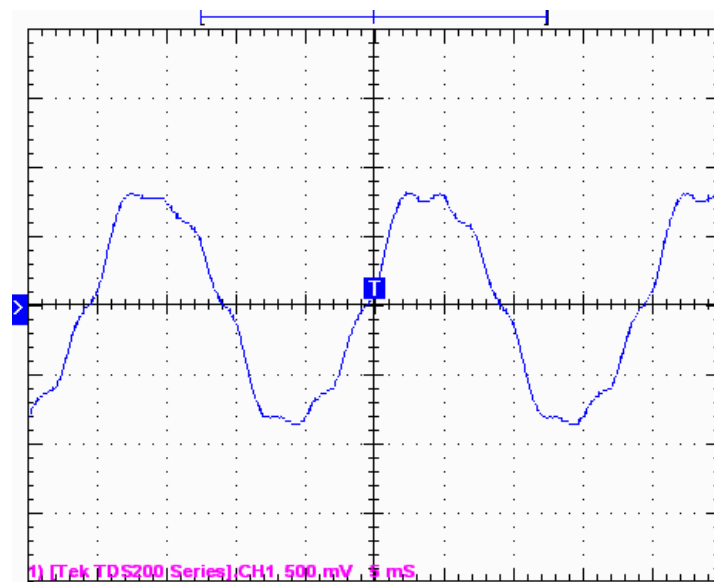
**Figura 4. Esquema bàsic d'un preamplificador per un C-AFM.**

Respecte al valor de  $R$ , s'haurà de buscar el compromís entre l'amplada de banda necessària i el màxim soroll Johnson permès per la realització de les mesures que ens interessin. Per una  $R$  molt gran, tindrem una relació senyal a soroll (SNR) bona, però per contra tindrem una amplada de banda reduït del preamplificador. És així, que cal triar un valor adequat de  $R$  a fi d'assolir una amplada de banda adequada sense que el soroll superi el corrent de túnel que es vol mesurar. Triant un preamplificador de baix soroll, farà possible que  $e_n$  pugui ser negligible en comparació amb la resta de fons esmentades fins ara.

El preamplificador, juntament amb les puntes conductores, és un dels elements més delicats d'un C-AFM. Els nivells de corrent que interessa registrar són tant baixos que

qualsevol font de soroll tant externa com interna, poden afectar a la mesura. El soroll extern s'intenta evitar aïllant el nostre sistema introduint-lo en una Gàbia de Faraday, la qual l'aïlla dels camps electromagnètics exteriors. El soroll intern, pot ser introduït per el mateix preamplificador, per tant, cal buscar un preamplificador de baix soroll. Però la principal font de soroll a tenir present com s'ha esmentat en el capítol 1, és la xarxa elèctrica. A la Figura 5 i la Figura 6 ens mostra l'efecte de la component freqüencial a 50Hz i d'amplitud considerable de la xarxa elèctrica en els dos C-AFM del laboratori. El soroll de xarxa s'introdueix a través del preamplificador. La Figura 5 correspon al soroll de xarxa que s'introdueix en l'AFM de l'empresa Nanotec i la Figura 6 correspon al de l'AFM de l'empresa Scientec.

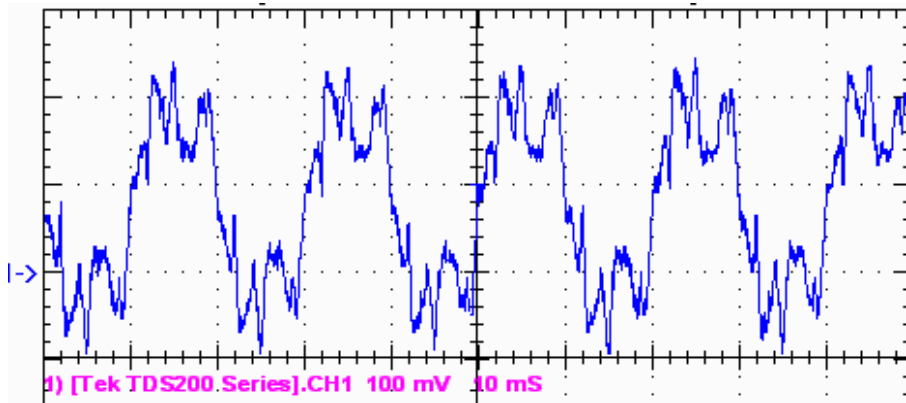
Si observem la sortida del preamplificador de baix soroll amb un oscil·loscopi sense fer cap mesura amb el Microscopi de Forces Atòmiques de l'empresa Nanotec, tal i com es mostra a la Figura 5, podem observar una senyal d'uns 1,74V pic a pic aproximadament i una freqüència 50Hz. Aquesta tensió correspon a 174pA (segons la Taula 2 del capítol 4) ja que 1V correspon a 100pA. Aquesta senyal és un senyal de soroll procedent de la xarxa elèctrica que s'ha acoblat a la sortida del AFM. Degut al seu alt nivell de senyal, pot afectar a la mesura i emascarar la senyal procedent d'aquest. Per tant, aquest soroll s'ha de reduir a la mesura possible i és per això que s'ha de dissenyar i implementar una etapa d'acondicionament per tal d'eliminar-lo, amb l'objectiu de millorar les mesures de conductivitat realitzades amb el Microscopi de Forces Atòmiques. Com ja s'ha esmentat, es pretén atenuar l'amplitud del soroll de xarxa entre 20 i 40dB (un factor 10 i 100 respectivament) i es farà amb un filtre rebuig de banda a 50Hz. Degut a que els corrents que es mesuraran són extremadament petits, també s'introduirà una etapa amplificadora de guany variable: 1, 10 i 100.



**Figura 5. Senyal de sortida a 50Hz del preamplificador de baix soroll del AFM de l'empresa Nanotec.**

El mateix es pot dir de la Figura 6, que correspon a la sortida del preamplificador de l'AFM de l'empresa Scientec. Aquest últim és més nou que no pas el de l'empresa Nanotec i presenta un soroll a la sortida del preamplificador molt més baix que el de la Figura 5; aproximadament d'uns 280mV pic a pic. Això és degut a que el preamplificador està integrat al capçal de l'AFM i això fa que el soroll extern l'afecti menys. Aquesta tensió correspon, segons la Taula 2 mostrada en el capítol 4, a un

corrent de 28pA ja que 100mV amb un guany del preamplificador de  $10^{10}$  V/A equivalen a 10pA. Si s'observa més detalladament la senyal de soroll de la Figura 6, es pot apreciar una petita tensió d'offset de 50mV aproximadament. Quan aquest senyal s'introdueixi a l'etapa d'acondicionament, quan sigui amplificada, la sortida es veurà afectada amb una tensió d'offset considerable però s'espera que amb l'etapa de compensació d'offset es pugui corregir.



**Figura 6.** Senyal de sortida a 50Hz del preamplificador de baix soroll de l'AFM de l'empresa Scientec.



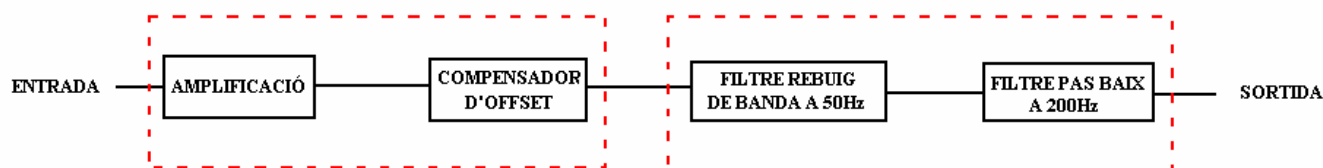
### 3. DISSENY

En aquest apartat s'explicarà, per separat, cada bloc funcional que forma el circuit d'acondicionament i com es farà el disseny de la placa de circuit imprès. Cada bloc funcional que forma el mòdul d'acondicionament consta d'una introducció, uns càlculs teòrics per trobar els valors de les resistències que l'implementen i unes simulacions amb les corresponents conclusions.

#### **3.1 Distribució dels blocs funcionals que implementen el circuit d'acondicionament**

En aquest apartat s'esmentarà la distribució dels blocs funcionals que formen el mòdul d'acondicionament. Una correcta distribució facilitarà, en part, el disseny del layout per la fabricació de la placa de circuit imprès, la comprensió del circuit i un ràpid anàlisi per una altra persona no vinculada al projecte.

El mòdul d'acondicionament s'ha desglossat en dues parts. La primera formada per l'etapa d'amplificació i el compensador d'offset, i la segona corresponent a l'etapa de filtrat formada per el filtre de rebuig de banda a 50Hz i el filtre pas baix a 200Hz. A la Figura 7 es pot veure la distribució dels blocs funcionals descrita que implementen el mòdul d'acondicionament.



**Figura 7. Diagrama de blocs funcionals del mòdul d'acondicionament.**

El bloc d'amplificació s'ha incorporat al principi perquè és convenient primerament amplificar el senyal procedent de l'AFM, ja que aquest és petit, i si filtréssim l'atenuaríem encara molt més. Una prèvia amplificació millora la relació senyal a soroll (SNR). Després de l'amplificació s'ha introduït el compensador d'offset. Aquesta etapa es podria haver situat a qualsevol punt del circuit ja que només altera la component en contínua (DC) de la senyal d'entrada al circuit. Seguidament hi ha les etapes de filtrat: primer el filtre rebuig de banda i després el filtre pas baix. A la Figura 8 ens mostra la configuració circuital interna dels blocs funcionals (a l'apartat 7.4 de l'annex, mostra l'esquema de la Figura 8 ampliat). Si observem la configuració, podem veure que consta de sis etapes amplificadores: dos de les quals corresponen a l'etapa de compensació d'offset, tres al filtre pas baix i una per amplificar el senyal d'entrada. La tensió d'offset que es crearà en el circuit serà petita (com a molt una desena mV). S'utilitzaran operacionals J-FET caracteritzats per la seva alta impedància, el seu elevat slew rate, els baixos nivells de tensió d'offset, i el baix soroll que introdueixen. Al haver sis etapes d'amplificació, s'utilitzaran dos xips que incorporen, cada un, quatre amplificadors en el seu interior. S'utilitzaran dos xips TL074 per implementar les etapes d'amplificació, de compensació d'offset i de filtrat pas baix. També es podria utilitzar el xip LM324. Per realitzar el filtre rebuig de banda, s'utilitzarà el UAF42. Tots els xips i la xarxa de resistències que fan possible regular l'offset, s'alimentaran a una tensió de referència de

$\pm 15$  volts proporcionada per una font de tensió contínua externa al circuit. Els únics punts del circuit que aniran a “terra” o al GND són les entrades positives del A.O de l’etapa del compensador d’offset, les potes 4 i 11 del xip UAF42 i la resistència  $R_q$  del filtre rebuig de banda. El terra d’entrada a l’etapa d’acondicionament, el de sortida d’aquesta i el de la font d’alimentació externa, seran comuns entre ells. Per evitar soroll que s’introdueixi al circuit provinent de la font d’alimentació en continua, tot i no està indicat ni citat a cap esquema on s’explicarà cada bloc funcional per separat, es posaran dos condensadors electrolítics de 220uF connectats a massa. Un en el terminal positiu i l’altre en el terminal negatiu de la tensió d’alimentació amb la corresponent polarització. Realitzaran la funció de filtre de soroll i en el cas de produir-se pics de tensió degut a la conversió AC/DC de la font (electrònica de potencia), no degradin els xips esmentats. Tot hi així les fonts AC/DC produeixen una tensió de sortida molt filtrada i estable. A part dels condensadors no s’introduiran més elements de protecció.

Un cop s’hagi fabricat el circuit, la idea final és que aquest s’encapsuli dins una caixa metàl·lica i no quedi a l’exterior.

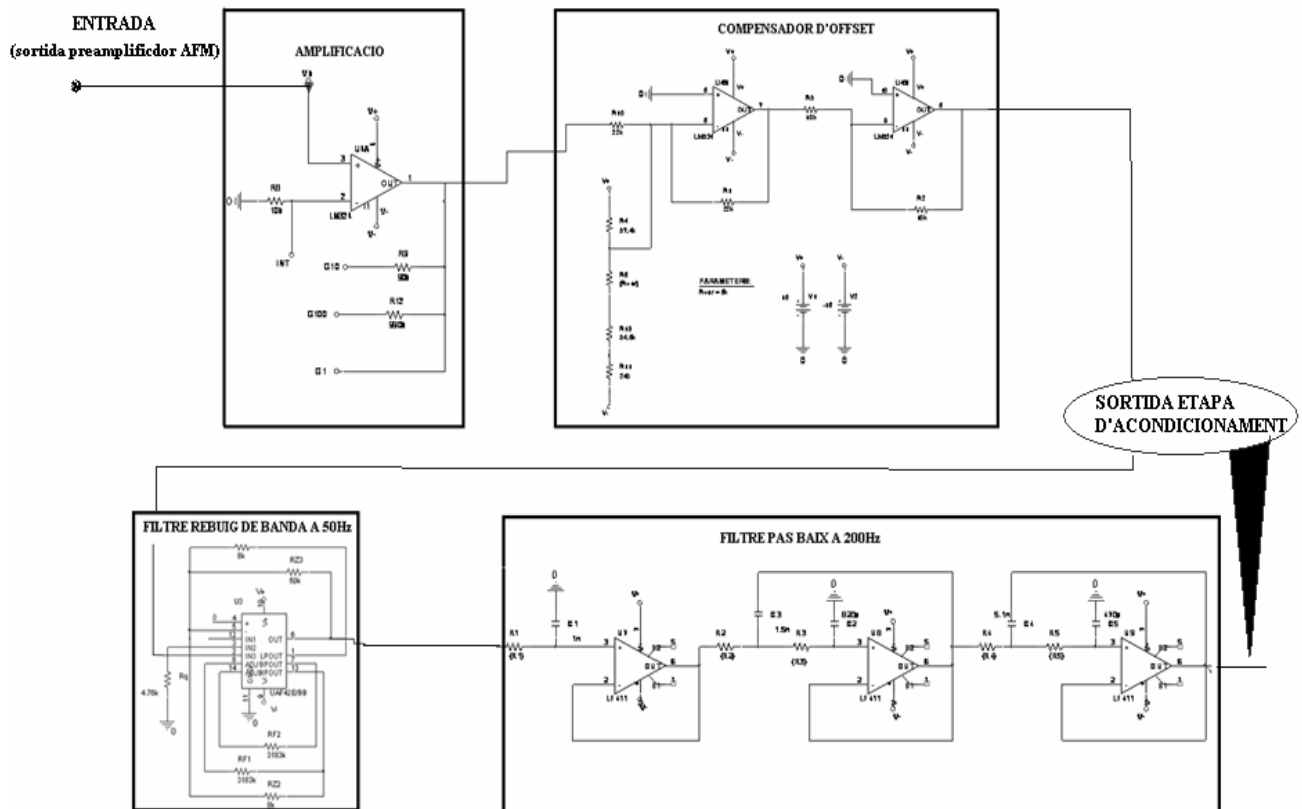


Figura 8. Configuració circuital interna dels blocs funcionals del circuit d’acondicionament.

A continuació s’explicaran els blocs funcionals de la Figura 7 per separat: l’etapa d’amplificació, el compensador d’offset, el filtre pas baix a 200Hz, el filtre rebuig de banda a 50Hz i finalment el filtre rebuig de banda conjuntament amb el filtre butterworth. També s’explicarà el procés de disseny i fabricació la placa de circuit imprès que integra tots els blocs funcionals.

### 3.2 Etapa d'amplificació

La senyal procedent del AFM és una senyal molt petita que necessita ser amplificada. Aquesta etapa amplificarà el senyal, procedent del preamplificador del C-AFM de guany  $10^{10}$  V/A, amb un guany 1, 10 o 100 que correspon a  $10^{10}$ ,  $10^{11}$  i  $10^{12}$  V/A respectivament. Es pretén doncs, donar més flexibilitat al AFM. L'usuari podrà triar un dels tres guanys. Per fer-ho s'implementarà una configuració no inversora amb un A.O. L'esquema que determina aquesta configuració és el que es mostra a la Figura 9.

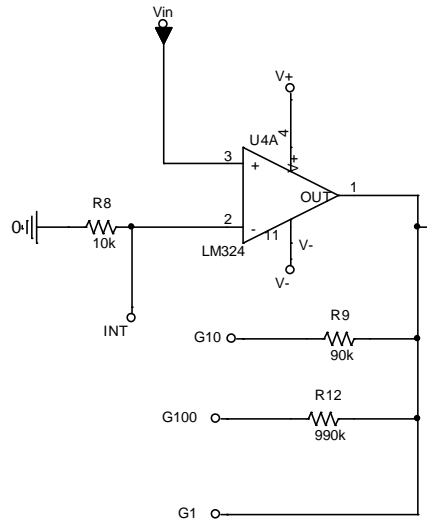


Figura 9. Esquema circuital de l'etapa d'amplificació.

Segons la xarxa de resistències que es connecti el punt "INT" de la Figura 9 tindrem un guany determinat. Si no es connecta a cap resistència, tindrem guany unitari. Si es connecta a la de 90K tindrem un guany 10 i finalment si es connecta a la de 990K tindrem un guany de 100.

#### 3.2.1. Càlculs

A continuació s'analitzarà el circuit de la Figura 9. Sigui  $V_{in}$  la tensió procedent del preamplificador de baix soroll de l'AFM i aplicant el teorema del curtcircuit virtual:

$$\frac{0 - V_{in}}{10k} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R} \quad (1)$$

On  $V_{out}$  és la sortida de l'etapa amplificadora i  $R$  és el valor de la resistència que dependrà del guany. Deixant l'expressió (1) en funció del guany tenim.

$$Guany = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{10K + R}{10K} \quad (2)$$

Si volem un guany unitari  $R$  haurà de ser curtcircuit. Si volem un guany de 10,  $R = 90k$  i finalment per un guany 100,  $R = 990K$ . A la pràctica la resistència de 90K estarà formada per una de 75K i una de 15K i la de 990K estarà formada per una de 540K i una de 430K.

### 3.2.2. Simulacions

Sigui l'entrada un senyal sinusoidal de 50Hz i amplitud 0.1V, a la Figura 9 si volem:

- Guany unitari:

Tindrem a la sortida el mateix senyal que a l'entrada tal i com es mostra a la Figura 10.

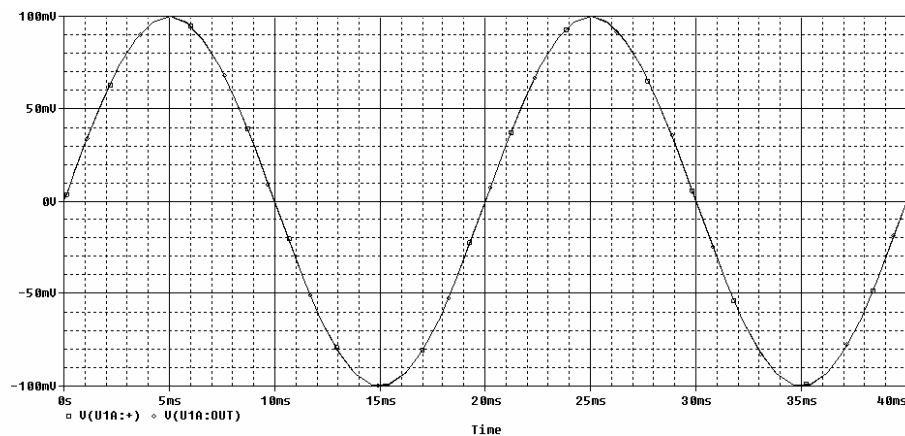


Figura 10. Amplificació amb guany unitari.

- Guany 10:

Tindrem a la sortida el senyal d'entrada multiplicat per un factor 10. Si teníem 100mV ara tindrem 1V tal i com s'observa a la Figura 11.

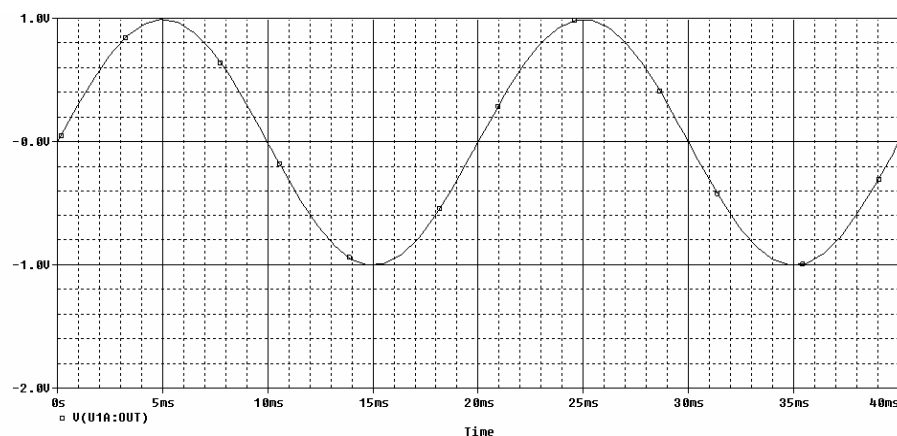


Figura 11. Amplificació amb guany 10.

- Guany 100:

Per un guany de 100 es multiplicarà el senyal d'entrada per un factor 100. Per tant, per una entrada de 100mV a la sortida tindrem 10V com s'aprecia a la Figura 12.



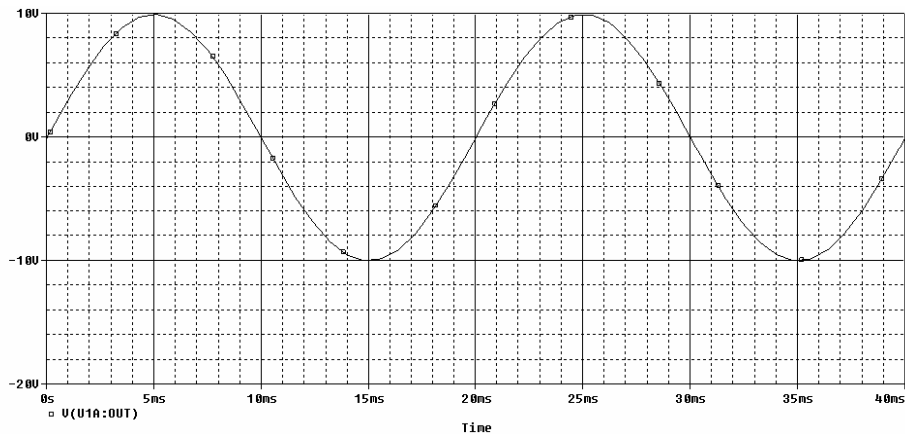


Figura 12. Amplificació amb guany 100.

### 3.3 Compensador d'offset

Quan es treballa amb circuits integrats, aquests acostumen a introduir una petita tensió d'offset de l'ordre de mV (gairebé inapreciable), que es suma al senyal d'entrada. Com que els corrents d'interès corresponen a tensions de mV, l'offset pot ser comparable amb la senyal d'entrada. De manera que s'ha de reduir. En el cas del AFM s'ha de tenir present perquè es puguin enregistrar les mesures fetes amb la unitat de control. Per tant, és interessant posar una etapa reguladora o "circuit corrector" per poder regular la tensió d'offset que pugui introduir l'AFM. Concretament aquesta etapa s'anomena compensador d'offset. Es pretén doncs, poder regular la tensió d'offset un marge de  $\pm 0,5$  volts respecte la tensió d'entrada.

El circuit que forma aquest mòdul, tal i com es mostra a la Figura 13, està format per dues etapes amplificadores amb configuració inversora i de guany ú amb la peculiaritat que en la primera etapa està connectada a un divisor de tensió alimentat simètricament.

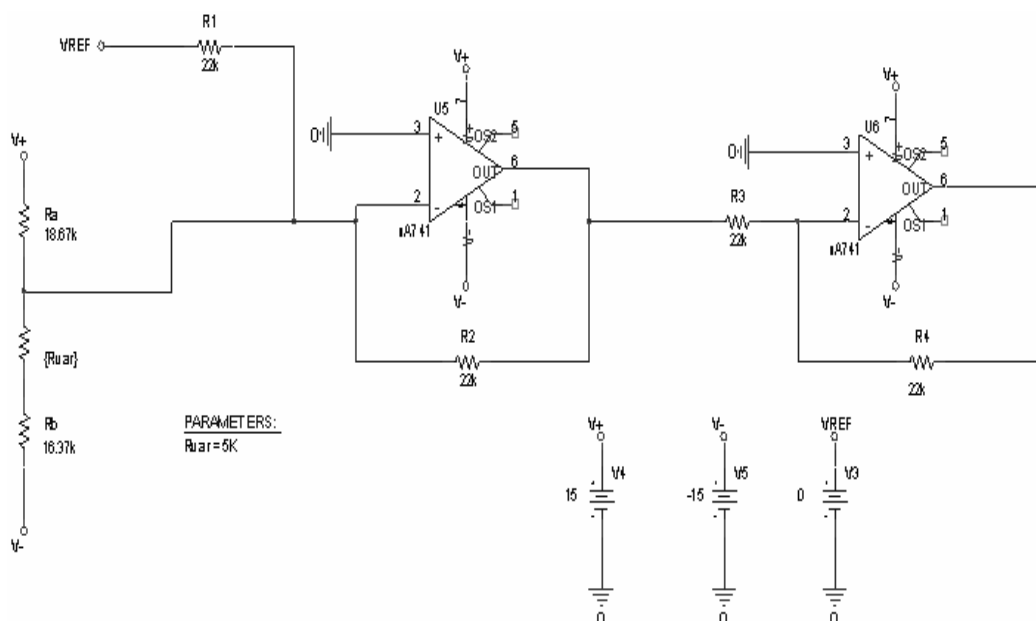


Figura 13. Esquema circuital del compensador d'offset.

Si s'observa el divisor de tensió de la Figura 14, s'ha introduït un potenciòmetre  $R_{var}$  entremig d'un conjunt de resistències agrupades en:  $Ra$  i  $Rb$ . Segons el valor de la resistència variable  $R_{var}$ , tindrem una tensió  $V_{var}$  que podrà variar entre  $\pm 0,5$  volts. Aquesta tensió es sumarà a la tensió d'entrada o d'excitació del circuit i permetrà ajustar a zero la component en tensió continua en cas que hi sigui.

### 3.3.3. Anàlisi circuital

Si fem l'anàlisi circuital, es pot observar a la Figura 13 que està format per dues configuracions amplificadores inversores. Per fer-lo aplicarem el teorema del curtcircuit virtual. L'equació que defineix la configuració inversora és:

$$\frac{V_{ref} - V^-}{R1} = \frac{V^- - Vout}{R2} \quad (3)$$

On  $R1$  és la resistència connectada al terminal d'entrada negatiu del A.O i  $R2$  és la resistència que connecta el terminal negatiu del A.O amb la sortida d'aquest.  $V_{ref}$  és la tensió d'entrada al circuit i  $V^+$  i  $V^-$  són la entrada positiva i la negativa respectivament del A.O. Si  $R1 = R2$  tindrem un guany unitari i aplicant el teorema del curtcircuit virtual:  $V^- = V^+ = 0$  degut a que  $V^+$  està connectat a terra, tenim:

$$Vout = -V_{ref} \quad (4)$$

Per tant la sortida serà el valor de l'entrada però canviat de signe. Tenint en compte una tensió variable  $V_{var}$  que podrà variar  $\pm 0.5$  volts quan regulem el potenciòmetre  $R_{var}$  i que aquesta es sumarà a la tensió de referència  $V_{ref}$  que introduïrem al circuit, podem escriure:

$$\frac{V_{ref} - V_{var}}{R1} = \frac{V_{var} - Vout_1}{R2} \quad (5)$$

On  $Vout_1$  és la sortida de la primera etapa amplificadora de guany ú. Imposant  $R1 = R2$ :

$$\begin{aligned} Vout_1 &= 2 \cdot V_{var} - V_{ref} \\ Vout_2 &= -Vout_1 = -(2 \cdot V_{var} - V_{ref}) \end{aligned}$$

On  $Vout_2$  és la tensió de sortida de la segona etapa inversora. Podem veure que la sortida de l'etapa de compensació d'offset és directament proporcional a la tensió de referència o d'entrada i a la tensió que es crearà al fer variar el potenciòmetre. Les dues etapes inversores tenen guany unitari i no introdueixen CMRR degut a que el terminal positiu  $V^+$  del A.O està connectat a massa.

Si observem més rigorosament el circuit de la Figura 13, la segona etapa inversora serveix per tornar a invertir el senyal de sortida  $V_{out1}$ , ja que quan el senyal d'entrada  $V_{ref}$  passa per la primera configuració inversora queda canviat de signe. Per realitzar les dues configuracions inversores s'utilitzaran quatre resistències de **22Kohms** com mostra la Figura 13.

El joc de resistències que crea la tensió  $V_{var}$  i que aquesta pot variar entre  $\pm 0,5$  volts, es pot analitzar com un divisor de tensió alimentat amb dues fonts del mateix valor però de signe contrari. A continuació es farà aquest anàlisi:

### 3.3.4. Càlculs del divisor de tensió

Siguin  $V_+$  i  $V_-$  tensions d'alimentació simètriques,  $R_a$  i  $R_b$  grups de resistències i  $R_{var}$  la resistència variable o potenciòmetre que va de 0 a 5K tal i com es mostra a la Figura 14, tenim:

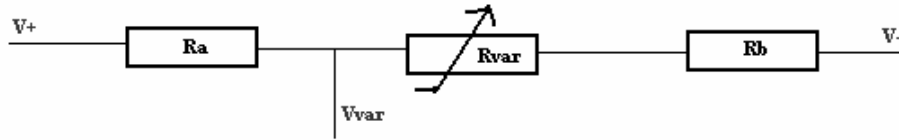


Figura 14. Esquema circuital del divisor de tensió.

$$\frac{V_+ - V_{var}}{R_a} = \frac{V_{var} - V_-}{R_{var} + R_b} \quad (6)$$

On  $V_{var}$  és la tensió variable entre  $\pm 0,5$  volts segons la variació del potenciòmetre. Quan s'assoleix 0.5 volts és quan el  $R_{var} = 5K$  que és quan pren el seu valor màxim. Per tant tenim:

$$\frac{V_+ - 0.5}{R_a} = \frac{0.5 - V_-}{R_{var} + R_b} \quad (7)$$

Quan s'assoleix -0.5 volts és quan  $R_{var} = 0$  o curtcircuit, que és quan pren el seu valor mínim. Per tant tenim:

$$\frac{V_+ - (-0.5)}{R_a} = \frac{(-0.5) - (-V_-)}{R_{var} + R_b} \quad (8)$$

Assignant una tensió d'alimentació de 15 i -15 volts a  $V_+$  i a  $V_-$  respectivament i resolent sistema entre (7) i (8) i deixant-lo en funció de  $R_b$ , tenim:

$$\frac{15.5}{14.5} \cdot R_b = \frac{14.5}{15.5} (5K + R_b)$$

Aïllant  $R_b$  :

$$R_b = \frac{(14.5)^2 \cdot 5K}{(15.5)^2 + (14.5)^2} = 35.041K\Omega$$

Trobat  $R_b$  podem trobar  $R_a$  :

$$R_a = \frac{14.5}{15.5} (5K + R_b) = \frac{15.5}{14.5} \cdot R_b = 37.45K\Omega$$

**$R_a = 37.45K$**

**$R_b = 35.041K$**

Per implementar  $R_a = 37,45K\Omega$  a la Figura 13, s'utilitzarà una resistència de 33K al 5% i una resistència de 3,9K a 5%. Per fer  $R_b = 35,041K\Omega$  es farà amb una resistència de 33K al 5% i una resistència de 1,5K al 5%.

Quan es realitzin les simulacions amb l'AFM Scientec, que s'explicaran en l'apartat 4.2, s'observarà que la tensió  $V_{var}$  de  $\pm 0.5$  volts (proporcionada les resistències del divisor de tensió de la Figura 14), no serà suficient per centrar el senyal de sortida del mòdul d'acondicionament al oscil·loscopi. El que es farà, és canviar el valor de les resistències del divisor de tensió de la Figura 14 a fi d'aconseguir una tensió  $V_{var}$  de  $\pm 1$  volt aproximadament. Així, es podrà centrar el senyal de sortida al oscil·loscopi corregint la tensió d'offset. Recalculant els valors de les resistències mitjanant les equacions (6), (7) i (8), obtindrem nous valors de  $R_a$  i  $R_b$  de la Figura 15. Serà així que:

**$R_a = 18,6K$**

**$R_b = 16,3K$**

Per implementar  $R_a = 18,6K\Omega$  s'utilitzarà una resistència de **15K** al 1% i una resistència de **3,3K** a 5%. I per fer  $R_b = 16,3K\Omega$  es farà amb una resistència de **15K** al 1% i una resistència de **1,5K** al 5%. Amb aquesta configuració de resistències és com quedarà definitivament el divisor de tensió.

### 3.3.5. Simulacions

Tal i com es pot observar a la Figura 15 si introduïm a l'entrada del circuit una tensió de referència de 0V, fent variar el potenciòmetre de 0 a 5K podem observar que la tensió a la sortida es pot ajustar en una rang de 1V a -1V que és el mateix que fer  $V_{ref} \pm 1V$ . Quan  $R_{var}$  assoleix 5K (valor màxim), la tensió de sortida és 1 volt per sobre de la tensió d'entrada, i quan  $R_{var}$  assoleix el valor mínim, actua com a curtcircuit, es crea una diferencia de potencial respecte a massa de -1 volt.

La comprovació del compensador d'offset s'ha realitzat al laboratori de grup REDEC mitjançant un multímetre. El multímetre s'ha connectat a la sortida del circuit i fent variar el potenciòmetre multivolta amb un tornavís, s'ha comprovat que s'assolia  $\pm 1$  volt respecte la tensió de referència  $V_{ref}$ .

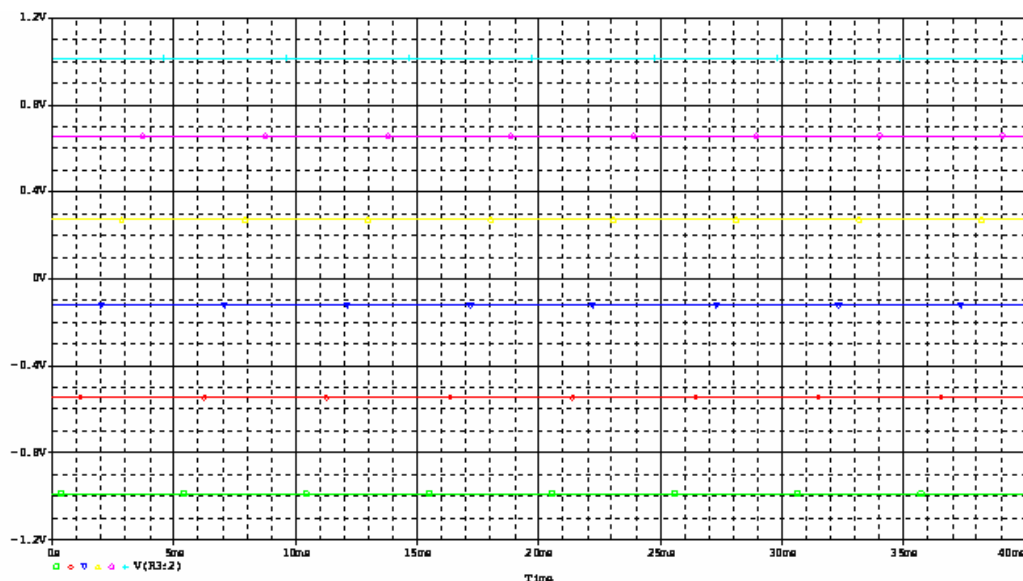


Figura 15. Simulació del compensador d'offset quan  $R_{var}$  varia entre 0 i 5K i  $V_{var}$  varia entre  $\pm 1$  volt.

### 3.4 Filtre pas baix Butterworth

El filtre pas baix és un filtre per limitar l'ample de banda de l'AFM, que és a 200Hz. Amb aquest filtre es pretén eliminar el soroll que es troba fora de l'amplada de banda del preamplificador. Interessa un filtre on la seva banda de pas sigui plana. És per això que s'utilitzarà un filtre Butterworth.

El filtre de 5è ordre implementat, està format per un filtre d'ordre ú i dos filtres d'ordre dos (els arguments de tria d'un ordre  $n = 5$  s'esmenten a l'apartat de simulacions 3.4.2). Quan més alt és l'ordre d'un filtre, el pendent de la recta de la resposta en freqüència,

un cop sobrepassat la freqüència de tall  $f_c$ , és més abrupte. En aquest cas es tracta d'un filtre Butterworth amb guany unitari i amb una freqüència de tall  $f_c$  a 200Hz. En general el pendent de caiguda d'un filtre, tendeix a aproximar-se a 6dB per octava (20dB per dècada) per cada pol. En aquest cas, un filtre amb 5 pols tindrà un ordre  $n = 5$  i tindrà un pendent de caiguda de 30dB per octava o que és el mateix que 100dB per dècada. El circuit que implementa aquest filtre és el que es mostra la Figura 16.

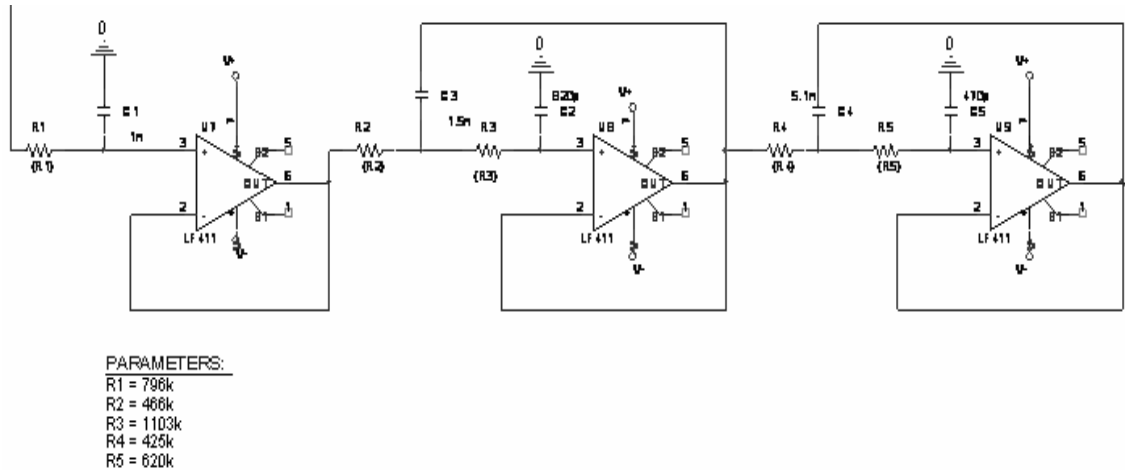


Figura 16. Esquema del circuit del filtre pas baix de 5è ordre.

Si analitzem el circuit de la Figura 16 el podem desglossar en tres blocs tal com mostra a la Figura 17. El bloc 1, correspon un filtre pas baix de primer ordre i els blocs 2 i 3 corresponen a un filtre pas baix de segon ordre amb estructura Sallen-Key. La suma dels ordres dels tres blocs donen lloc a un filtre de 5è ordre.

A continuació es faran els càlculs per obtenir els paràmetres del filtre.

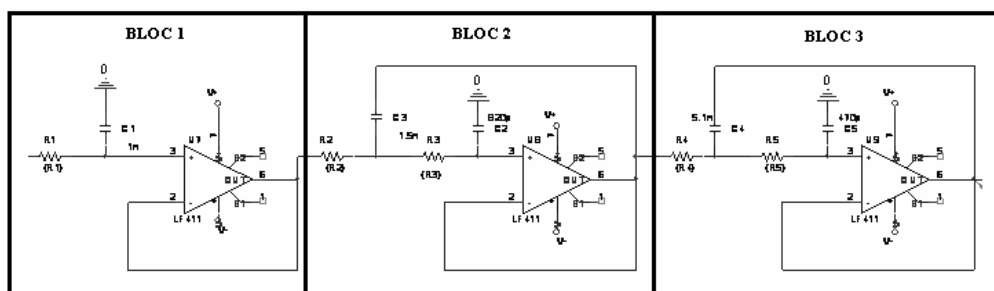


Figura 17. Esquema circuital de filtre pas baix de 5è ordre separat per blocs.

### 3.4.1. Càlculs

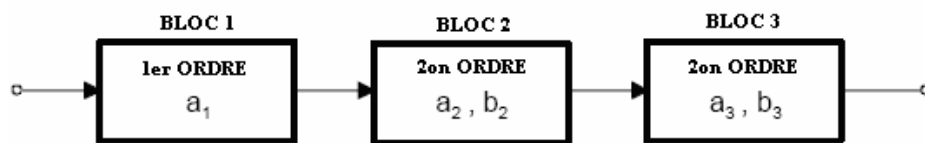
Sigui  $H(s)$  la funció de transferència d'un filtre de segon ordre amb un guany  $k$  :

$$H(s) = \frac{k}{b_i s^2 + a_i s + 1} \quad (9)$$

On  $b_i$  i  $a_i$  són coeficients del polinomi característic. I per el cas d'un filtre d'ordre  $n$  la funció de transferència  $H(s)$  és:

$$H(s) = \frac{k}{a_n s^n + \dots + a_1 s + 1} \quad (10)$$

Com s'ha esmentat anteriorment, un filtre de 5è ordre està format per un filtre de ordre 1 i dos filtres d'ordre 2 tal com es mostra en el diagrama de blocs de la Figura 18. Cada filtre té associat un polinomi característic regit per l'ordre i el tipus de filtre. És a partir del polinomi característic que s'obtidran les resistències i les capacitats que implementaran el filtre Butterworth de 5è ordre.



**Figura 18.** Diagrama de blocs d'un filtre de 5è ordre amb l'atribució amb els respectius coeficients del polinomi característic.

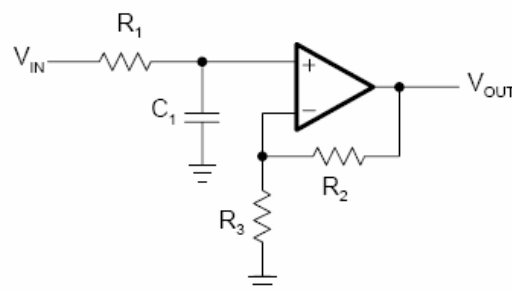
Mirant la taula de polinomis d'aproximacions Butterworth, agafant el polinomi característic amb ordre  $n = 5$  i associant els coeficients segons la Figura 18, obtenim:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 \\ a_2 &= 1.618 \\ a_3 &= 0.618 \\ b_1 &= 0 \\ b_2 &= 1 \\ b_3 &= 1 \end{aligned}$$

A continuació s'analitzarà individualment les configuracions d'ordre  $n=1$  i d'ordre dos.

- **Filtre de primer ordre:**

La Figura 19 ens mostra la configuració d'un filtre pas baix de primer ordre:



**Figura 19.** Filtre pas baix primer ordre.

Si observem la configuració del filtre, a primer cop d'ull es pot veure que té una estructura no inversora. Per tant el guany  $k$  vindrà determinat per:

$$k = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \quad (11)$$

Si volem un guany unitari  $k=1$ ,  $R_2$  haurà de ser un curtcircuit i  $R_3$  haurà de ésser circuit obert. Si analitzem la funció de transferència  $H(s)$  quedarà:

$$H(s) = \frac{k}{w_c R_1 C_1 s + 1} = \frac{k}{a_1 s + 1} \quad (12)$$

Del polinomi característic  $a_1=1$ , per tant:

$$a_1 = w_c R_1 C_1 = 2\pi \cdot f_c \cdot R_1 \cdot C_1 = 1$$

On  $f_c$  és la freqüència de tall del filtre. Fixant el valor de  $C_1 = 1\text{nF}$ , una freqüència de tall  $f_c = 200\text{Hz}$  i aïllant  $R_1$ , obtenim:

$$R_1 = \frac{a_1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_1} = 795,77\text{K}\Omega$$

$$C_1 = 1\text{nF}$$

$$R_1 = 795,77\text{Kohms}$$

Tenim doncs, una resistència  $R_1 = 795,7\text{K}\Omega$  i un condensador  $C_1 = 1\text{nF}$ .

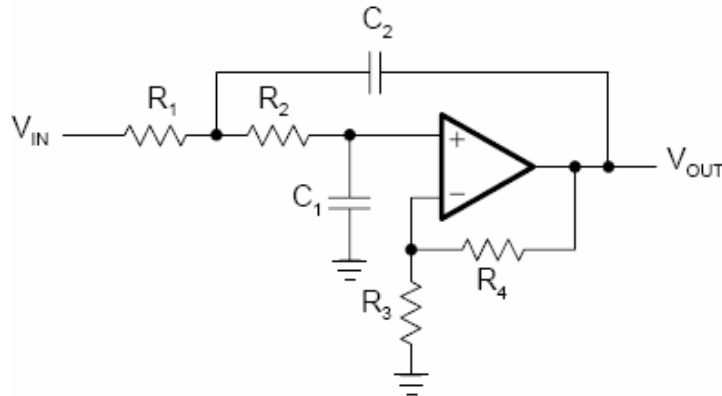
- **Filtre de segon ordre:**

Per implementar el filtre de segon ordre utilitzarem una configuració Sallen-Key tal i com es mostra a la Figura 20.

Per a baixes freqüències, els condensadors  $C_1$  i  $C_2$  es comporten com a circuits oberts i el circuit té guany  $k$  determinat per un factor ú que es suma al quocient entre  $R_4$  i  $R_3$ . Si es vol un guany unitari haurem de connectar l'amplificador operacional com a seguidor d'emissor ( $R_4$  com curtcircuit i  $R_3$  com a circuit obert). Quan la freqüència augmenta, la impedància del condensador  $C_1$  disminueix i la tensió de l'entrada inversora disminueix. Al mateix temps, el condensador  $C_2$  està realimentant un senyal que està en fase amb el senyal d'entrada. Degut a que el senyal de realimentació es suma al senyal d'entrada, la realimentació és positiva. El resultat és la disminució de la



tensió d'entrada no inversora causada per  $C_1$ , que no és tant gran com si no existís la realimentació positiva.



**Figura 20. Filtre pas baix de segon ordre amb configuració Sallen-Key.**

Quan més gran sigui  $C_2$  respecte a  $C_1$ , major serà la realimentació positiva, que és equivalent a incrementar el factor de qualitat  $Q$  del circuit.

La funció de transferència que caracteritza aquesta configuració és:

$$H(s) = \frac{k}{w_c^2 \cdot R_1 R_2 C_1 C_2 \cdot s + w_c [C_1 (R_1 + R_2) + (1 - k) R_1 C_2] \cdot s + 1} \quad (13)$$

On els coeficients del polinomi Butterworth queden definits per:

$$b_1 = w_c^2 \cdot R_1 R_2 C_1 C_2$$

$$a_1 = w_c [C_1 (R_1 + R_2) + (1 - k) R_1 C_2]$$

$$k = \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = 1$$

Del polinomi característic esmentat anteriorment  $a_2 = 1.618$  i  $b_2 = 1$  i donades les capacitats  $C_1$  i  $C_2$ , els valors de  $R_1$  i de  $R_2$  de l'estructura Sallen-Key es calculen amb la següent expressió:

$$R_{1,2} = \frac{a_2 C_2 \mp \sqrt{a_2^2 C_2^2 - 4b_2 C_1 C_2}}{4\pi \cdot f_c \cdot C_1 C_2} \quad (14)$$

On  $f_c$  és la freqüència de tall del filtre a 200Hz. Per obtenir valors reals,  $C_2$  ha de satisfer la condició:

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_2}{a_2^2} \quad (15)$$

Imposant  $C_1=820\text{pF}$ :

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_2}{a_2^2} = 820\text{pF} \cdot \frac{4}{(1,618)^2} = 1,26\text{nF} \approx 1,5\text{nF} \text{ (normalitzat)}$$

$$C_1=820\text{pF}$$

$$C_2=1,5\text{nF}$$

Un cop trobat  $C_1$  i  $C_2$  ja podem trobar  $R_1$  i  $R_2$  mitjançant l'expressió (14). Es així que:

$$R_1 = 466.44\text{Kohms}$$

$$R_2 = 1103.742\text{Kohms}$$

Finalment del polinomi característic tenim que  $a_3=0.618$  i  $b_3=1$ , i imposant que  $C_1=470\text{pF}$  com a valor normalitzat, fent referència a l'expressió (15):

$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_3}{a_3^2} = 470\text{pF} \cdot \frac{4}{(0,618)^2} = 4,9\text{nF} \approx 5,1\text{nF}$$

$$C_1=470\text{pF}$$

$$C_2=5,1\text{nF}$$

De l'expressió (14) obtenim els valors de  $R_1$  i  $R_2$ :

$$R_1 = 425.562\text{Kohms}$$

$$R_2 = 620.799\text{Kohms}$$

Segons la configuració de la Figura 16, la implementació final del filtre Butterworth a 200Hz serà la següent:

$R_1 = 795\text{Kohms}$  formada per una resistència de  $634\text{K} \pm 0.1\%$  i  $160\text{K} \pm 1\%$ .

$R_2 = 466.44\text{Kohms}$  formada per una resistència de  $165\text{K} \pm 0.1\%$  i una de  $301\text{K} \pm 1\%$ .

$R_3 = 1103.742\text{Kohms}$  formada per una resistència de  $1000\text{K} \pm 0.1\%$  (SMD) i una de  $102\text{K} \pm 1\%$ .

$R_4 = 425\text{Kohms}$  formada per una resistència de  $165\text{K} \pm 0.1\%$  i una de  $261\text{K} \pm 1\%$ .

$R_5 = 620\text{Kohms}$  formada per una resistència de  $150\text{K} \pm 5\%$  i una de  $420\text{K} \pm 5\%$ .

$$C_1=1\text{nF}$$

$$C_2=820\text{pF}$$

$$C_3=1,5\text{nF}$$

$$C_4 = 470\text{pF}$$

$$C_5 = 5,1\text{nF}$$

Totes les resistències esmentades tenen tecnologia Trough Hold excepte la de 1000K, que és en format SMD. La tria de toleràncies no és molt important ja que el filtre està pensat per limitar l'amplada de banda del AFM. L'elecció de les toleràncies al 1%, ha estat perquè es tenia un rang més gran de valors a triar que no pas al 5%. Les resistències de tolerància al 0.1% són degudes a que s'han aprofitat de les resistències del filtre rebuig de banda.

### 3.4.2. Simulacions

La raó d'haver escollit un filtre de 5è ordre es basa a l'atenuació. Es volia que a 500Hz es tingués una atenuació aproximada de 40dB i l'ordre  $n$  que aconseguia aquesta atenuació era  $n = 5$ . Si observem la simulació amb PSPICE de la Figura 21, que correspon al filtre de 5è ordre, es pot veure la seva representació freqüencial  $H(f)$ . La freqüència de tall és a -3dB i a 200Hz. A partir de la freqüència de tall  $f_c = 200\text{Hz}$ , el pendent de la recta decau uns 96dB per dècada aproximadament com es pot observar a la Figura 21. Un altre factor que ha influït en determinar l'ordre del filtre, ha estat la simplicitat del polinomi característic. Els coeficients  $a_1$ ,  $b_2$  i  $b_3$  tenen valors unitaris i  $b_1$  valor nul, i faciliten els càlculs en les equacions per trobar els valors de les resistències i els condensadors.

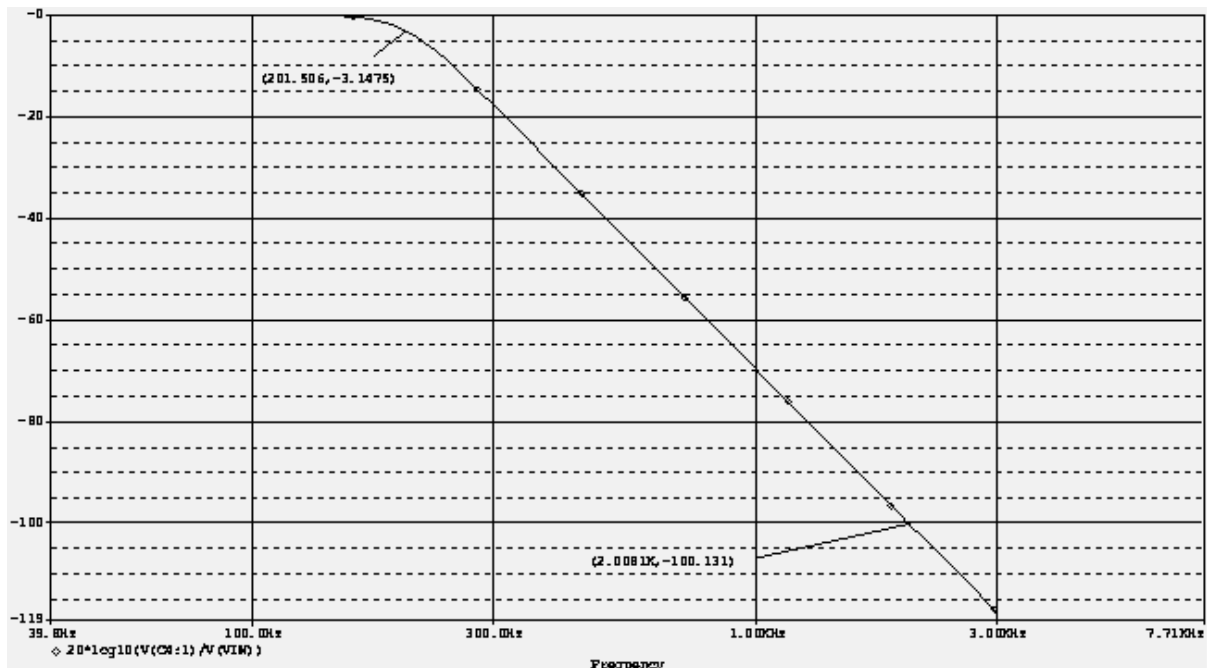


Figura 21. Resposta en freqüència del filtre pas baix de 5è ordre.

### 3.4.3. Resultats obtinguts al laboratori

Implementant el circuit de la Figura 16 sobre una protoboard (en el laboratori de Telecomunicacions), injectant a l'entrada un senyal sinusoidal d'amplitud 5,12V i fent

variar la freqüència del senyal d'entrada, es va obtenir el contingut de la Taula 1. Seguidament es va representar la funció de transferència del filtre com es mostra a la Figura 22.

FREQÜÈNCIA (Hz)	VOUT (V)	VIN (V)	GUNAY (dB)
120	4,96	5,12	-0,27
130	4,88	5,12	-0,41
140	4,8	5,12	-0,56
150	4,72	5,12	-0,70
160	4,64	5,12	-0,85
170	4,48	5,12	-1,15
180	4,24	5,12	-1,63
190	3,92	5,12	-2,31
200	3,62	5,12	-3,01
210	3,2	5,12	-4,08
220	2,8	5,12	-5,24
1K	$3,1 \cdot 10^{-3}$	5,12	-64,3
2K	$6 \cdot 10^{-5}$	5,12	-98,6

Taula 1. Resultats obtinguts al laboratori del filtre pas baix de 5è ordre.

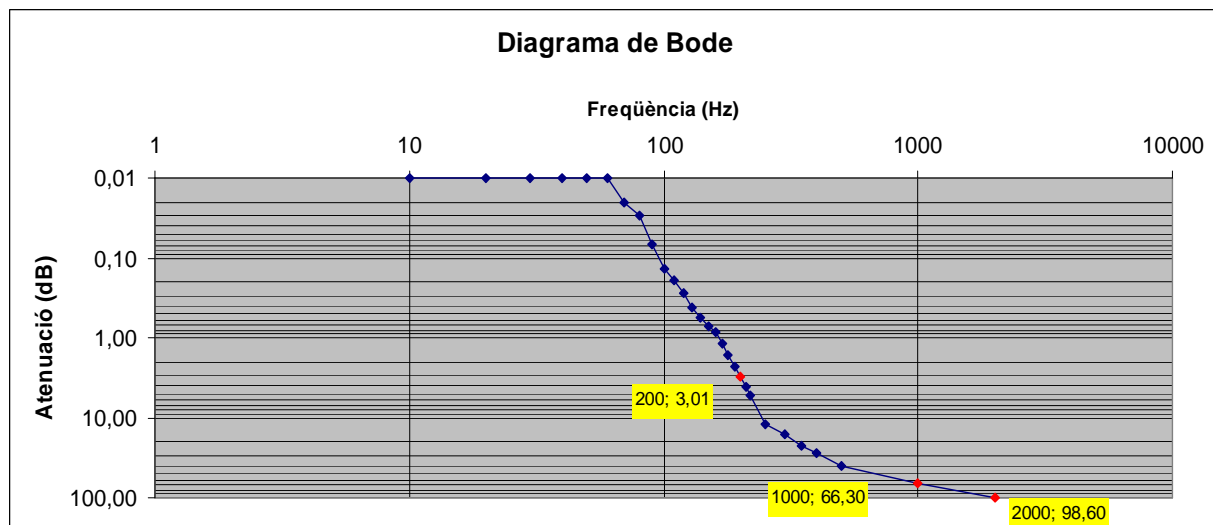


Figura 22. Diagrama de Bode del filtre Butterworth de 5è ordre a 200Hz.

Tot i que en el muntatge del filtre sobre la protoboard es van utilitzar resistències del 5% de tolerància, els resultats obtinguts en el laboratori de Telecomunicacions, els podem donar per vàlids, ja que són coherents i corresponen aproximadament amb la simulació feta amb PSPICE de la Figura 21. Si observem la freqüència de tall a 200Hz podem veure que correspon a -3dB i té un pendent pròxim 95dB per dècada.

### 3.5 Filtre elimina banda

Serà amb un filtre elimina banda que reduïrem l'amplitud del senyal amb component freqüencial a 50Hz que introdueix la xarxa elèctrica. Com s'ha ensementat en el capítol

1, aquest senyal és una font de soroll i s'ha d'eliminar ja que és el que ens afecta més. És degut això que s'implementarà aquest tipus de filtre, que té la peculiaritat de atenuar senyals a una freqüència determinada, permetent el pas de senyals amb altres freqüències diferents.

Avanç de tractar amb aquest filtre, cal esmentar una sèrie de paràmetres importants, com ara el paràmetre  $Q$  que és el factor de qualitat o factor d'esmoreïment i la freqüència central  $f_0$  (en circuits  $RLC$  equival a la freqüència de ressonància), on l'atenuació serà màxima. El filtre elimina banda mostra una atenuació a banda i banda de la freqüència central. Existeixen dues freqüències on la caiguda és d'uns  $-3dB$ . La freqüència inferior rep el nom de  $f_1$  i la superior  $f_2$ . La diferència entre  $f_1$  i  $f_2$ , és el que es denomina amplada de banda del filtre i s'abreua com a  $BW_{-3dB}$ . La relació de la freqüència central respecte l'amplada de banda és igual al factor  $Q$  del filtre.

$$BW_{-3dB} = f_2 - f_1 \quad (16)$$

$$Q = \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (17)$$

És important destacar que la freqüència central no és igual a la mitjana aritmètica de  $f_1$  i de  $f_2$ . En lloc d'això, és igual a la mitjana geomètrica de  $f_1$  i  $f_2$ .

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (18)$$

Segons el valor de  $Q$  desitjat s'utilitzarà un tipus de filtre o un altre. Per exemple, per  $Q < 1$  és millor utilitzar filtres amb connexió amb cascada. Per valors de  $1 < Q < 10$  es poden utilitzar filtres de realimentació múltiple i finalment per valors de  $Q \geq 10$  s'utilitzaran filtres de variables d'estat, que és la justificació d'haver utilitzat aquest tipus de filtre per implementar una banda de rebuig. Volem un filtre molt selectiu en freqüència, on la diferència entre  $f_1$  i  $f_2$  sigui petita. Per tant, la caiguda en dB a 50Hz serà molt abrupte. Per valors adequats de  $Q$  existirà una correlació entre la freqüència central i les freqüències calculades que es troben a  $-3dB$ .

Per realitzar el filtre de rebuig de banda, s'ha utilitzat un filtre de variable d'estat també conegut com a filtre KHN fent referència als seus creadors. Aquest tipus de filtre té la peculiaritat que et pot proporcionar tres tipus de sortida simultànies: pas baix, pas alt i pas banda, el qual el fa molt interessant per determinades aplicacions. Afegint un quart amplificador i alguns components de més, el factor  $Q$  del circuit es fa independent del guany en tensió i de la freqüència central. Això significa que el valor de  $Q$  és constant quan la freqüència central varia. Un  $Q$  constant implica que l'ample de banda és un percentatge fix de la freqüència central. Per exemple, si  $Q=10$ , l'ample de banda serà el

10% de  $f_0$ . A part de la seva capacitat per proporcionar filtres estables amb factors de  $Q$  relativament alts, el filtre de variable d'estats té altres característiques:

- És relativament fàcil de sintonitzar elèctricament amb un ampli marge de freqüències.
- És possible ajustar de forma independent el factor  $Q$  i la freqüència de sintonització.
- Ofereix la possibilitat a altres filtres més complexes, degut a que disposa de múltiples sortides.

A continuació es procedirà amb els càlculs per determinar les resistències que implementen el filtre.

### 3.5.1. Càlculs

Per implementar el filtre de rebuig de banda a 50Hz s'ha utilitzat el xip UAF42 del fabricant Texas Instruments. L'elecció d'aquest integrat es basa en que a part de tenir tres operacionals típics de l'estructura de variable d'estats, incorpora un quart operacional addicional, que és el que ens permetrà fer aquest rebuig de banda. A la Figura 23 podem veure la seva configuració interna i el connexionat que s'utilitzarà per filtrar la component de 50Hz. Per fer un rebuig de banda es sumen les tensions de sortida del filtre pas alt i del filtre pas baix, de manera que a la freqüència  $f_0$  les dues sortides són iguals de magnitud però desfasades 180°, donant a la sortida un zero. És per això que es produeix un nul a  $f_0$  i diem que s'atenua la senyal. A part d'això el UAF42 opera a una freqüència màxima de 100KHz i és de segon ordre. De les especificacions que ens ofereix el fabricant [4] i fent referència a la configuració de la Figura 23:

$$f_{notch} = \sqrt{\frac{\Delta_{lp} \cdot R_{Z2}}{\Delta_{hp} \cdot R_{Z1}}} \cdot f_0 \quad (19)$$

On  $\Delta_{lp}$  és el guany de l'etapa pas baix a  $f = 0$  Hz i  $\Delta_{hp}$  és el guany de l'etapa pas alt a  $f \gg f_0$ . Típicament  $\frac{\Delta_{lp} \cdot R_{Z2}}{\Delta_{hp} \cdot R_{Z1}}$  és igual a 1 i l'expressió (19) es redueix a:

$$f_{notch} = f_0 \quad (20)$$

La freqüència central ve donada per:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_F \cdot C} \Rightarrow R_F = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C} \quad (21)$$

On  $R_F = R_{F1} = R_{F2}$  i  $C = C_1 = C_2$ . Substituint la freqüència central i  $C = 1nF$  tal com posa a les especificacions del integrat, a (21) obtenim  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3183K\Omega$ . Es pot observar que la freqüència central quedarà determinada per el valor de  $R_F$ .

L'amplada de banda de rebuig del filtre, quedarà determinada per la següent expressió:

$$BW_{-3dB} = \frac{f_{notch}}{Q} \quad (22)$$

On:

$$BW_{-3dB} = f_2 - f_1 \quad (23)$$

El factor de qualitat  $Q$  vindrà determinat per la següent expressió:

$$Q = \frac{1}{2} \left[ 1 + \left( \frac{50K + R_Q}{R_Q} \right) \right] \Rightarrow R_Q = \frac{25K\Omega}{Q - 1} \quad (24)$$

El guany de la banda passant del filtre de rebuig de banda, està influenciat per el factor  $Q$  i és ajustat a la unitat mitjançant l'establiment de la síntesis dels circuit d'entrada i les resistències dels coeficients, de tal manera que:

$$Q = \frac{R_{Z3}}{R_{Z1}} = \frac{R_{Z3}}{R_{Z2}} \quad (25)$$

Cal dir que els paràmetres  $R_{Z3}$ ,  $R_{Z2}$ ,  $R_{Z1}$  són independents de  $R_F$ .

A la Figura 24 ens mostra el circuit del filtre rebuig de banda a 50Hz fet amb PSPICE. Els valors de les resistències s'han obtingut a partir de les equacions mostrades anteriorment. En aquest cas s'ha utilitzat una amplada de banda de 8Hz. Serà amb aquesta configuració amb PSPICE i a diferents amplades de banda que s'obtidran les simulacions del filtre. Seguidament es mostraran aquestes simulacions.

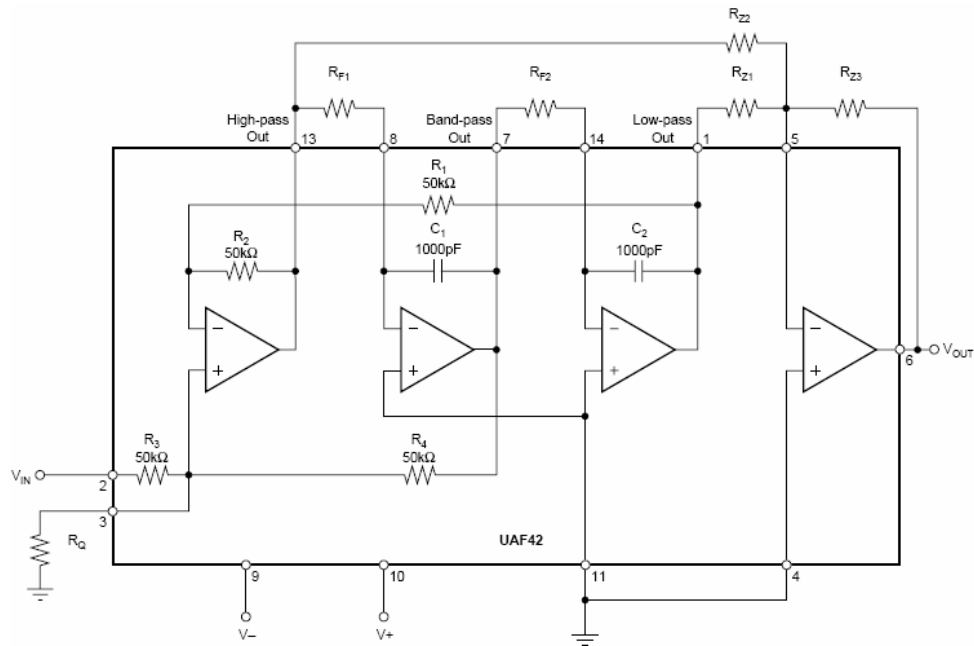


Figura 23. Configuració del filtre elimina banda implementat amb un UAF42.

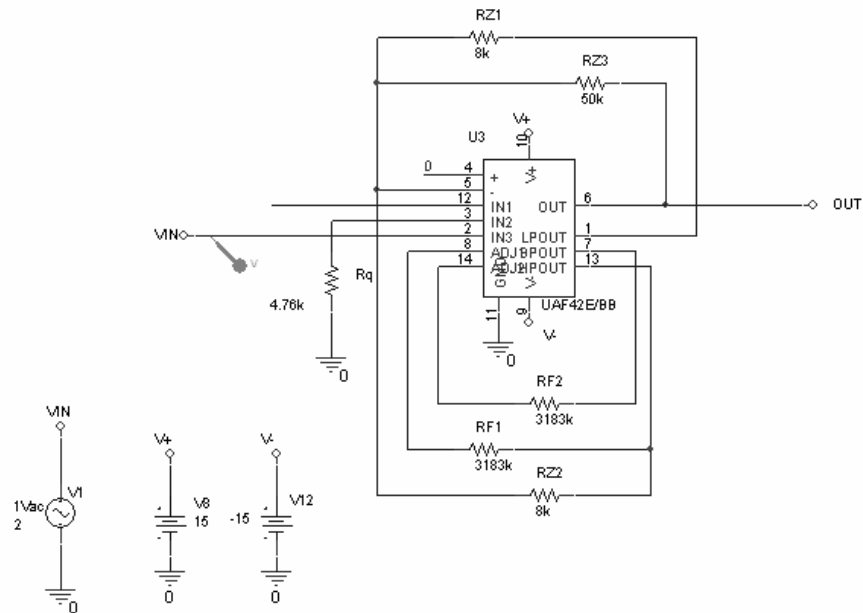


Figura 24. Esquema circuital amb PSPICE del filtre elimina banda a 50Hz.

### 3.5.2. Simulacions

En el filtre elimina banda el que marca realment la freqüència central de rebuig, són les resistències  $R_{F1}$  i  $R_{F2}$  de la Figura 23 calculades anteriorment. És per això que el valor d'aquestes ha de ser molt constant i precís en el temps, per tant, es necessita una gran fiabilitat. A continuació es farà un estudi de com pot influir la tolerància en el valor de  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K\Omega$  alhora de marcar la freqüència central i el factor d'atenuació.



- **RF com a paràmetre variable:**

Per un valor de  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K\Omega$  utilitzant dues resistències al 0,02% de tolerància i una al 0,1%:

$$R_F = 2M\Omega \pm 0,02\% + 1M\Omega \pm 0,02\% + 182K \pm 0,1\%$$

tenim un valor de  $R_F$  que pot variar entre  $R_{F_{\max}} = 3182,783K\Omega$  i  $R_{F_{\min}} = 3181,218K\Omega$ . Si fem la simulació del filtre rebuig de banda tenint en compte que la resistència  $R_F$  pot variar entre aquest interval esmentat i una amplada de banda de 8Hz, obtenim el resultat de la Figura 25. Donat els diferents valors que pot prendre  $R_F$ , podem observar que s'ajusta a les especificacions demandades: un factor entre 10 i 100 d'atenuació i un rebuig a 50Hz. També es pot observar que l'atenuació del senyal no varia molt degut a la tolerància de les resistències escollides. L'atenuació varia entre -33dB i -35dB aproximadament segons el valor que pren  $R_F$ . Al tenir una tolerància molt baixa, fa molt selectiu el filtre alhora d'atenuar el senyal a  $f_0$ . Però el problema principal és el preu dels components degut a la seva gran fiabilitat. Les resistències amb tolerància 0.02% costen aproximadament 17€ i 9€ respectivament i la de tolerància 0.1% costa 1,3€ aproximadament.

Si escollim una tolerància inferior, per exemple quatre resistències al 0,1% , per un valor de  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K\Omega$ :

$$R_F = 1M\Omega \pm 0,1\% + 1M\Omega \pm 0,1\% + 1M\Omega \pm 0,1\% + 182K \pm 0,1\%$$

Tenim un valor de  $R_F$  que pot variar entre  $R_{F_{\max}} = 3185,182K\Omega$  i  $R_{F_{\min}} = 3178,820K\Omega$ . Si fem una simulació tenint en compte que la resistència  $R_F$  pot variar entre aquests intervals i una amplada de banda de 8Hz, obtenim una representació com es mostra a la Figura 26. S'observa que al tenir una tolerància del 0.1% l'atenuació mínima que pot tenir el senyal és aproximadament d'uns -30dB i la màxima és d'uns -43dB. Aquests resultats s'ajusten a les especificacions i s'aconsegueix un factor 100 com a màxim. Podem veure que ofereix un marge més ampli d'atenuacions que no pas utilitzar resistències del 0.02%. No s'han obtingut unes atenuacions més acurades com les del 0.02% però les podem donar per vàlides. Si utilitzem una tolerància del 0.1% el preu dels components es redueix considerablement ja que costa aproximadament 1.30 € cada resistència. La diferència amb una de tolerància del 0.02% és de 15 €. Per tant, com que no es busca una màxima fidelitat considerem que amb aquesta tolerància del 0.1% és suficient per complir les especificacions. Per tant s'utilitzaran resistències del 0,1% de pel·lícula metàl·lica ja que es caracteritzen per la seva fidelitat, per tenir un excel·lent coeficient de temperatura (<1 a 100 ppm/°C) i el seu preu que no és excessivament elevat. Totes les simulacions que es faran a continuació s'utilitzarà aquest tipus de resistències amb aquesta tolerància esmentada.

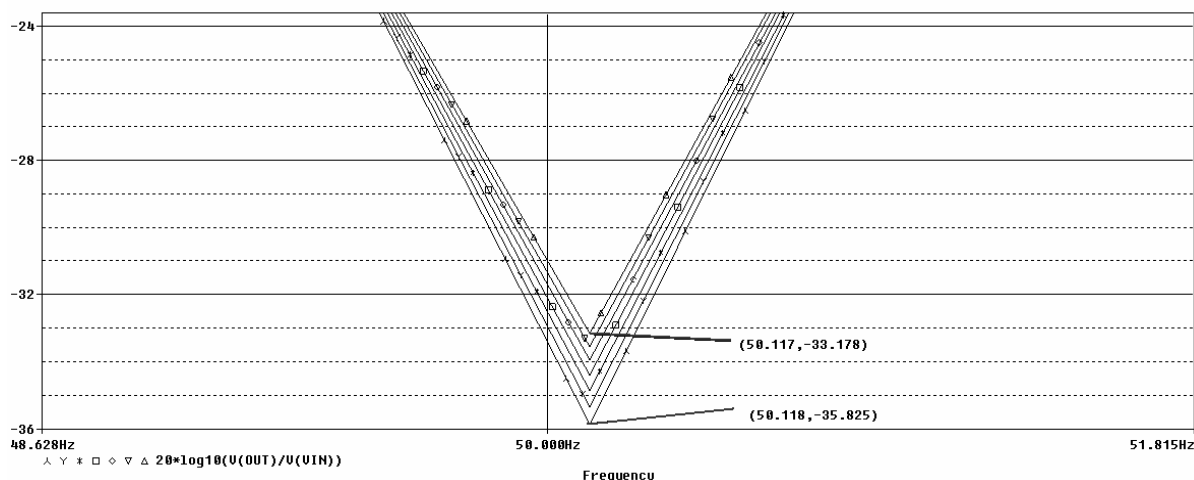


Figura 25. Simulació del filtre elimina banda amb RF que pot variar en un interval de [3178.820K , 3182.218K].

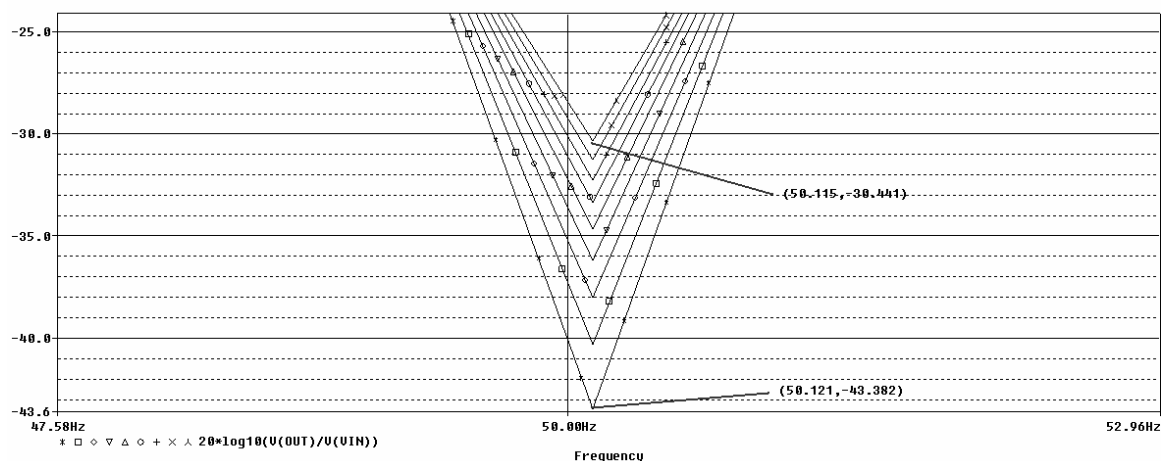


Figura 26. Simulació del filtre elimina banda amb RF que pot variar en un interval de [3178.820K , 3185.182K].

Partint com a referència la Figura 26, una observació important a esmentar, és que alhora de implementar el circuit físicament sobre una protoboard i observar els resultats amb un oscil·loscopi, ens torbarem que a la freqüència de rebuig del filtre, es produirà una petita oscil·lació de l'ordre de mV del senyal. Aquesta serà degut precisament a que no tenim un valor exacte de la resistència i  $R_F$  pot variar (una mica) el seu valor degut a la no idealitat. Si filtre s'implementés amb resistències del 0,02% de tolerància, aquesta oscil·lació seria més petita, però també hi seria present. Al treballar en baixa freqüència, l'efecte inductiu (degut a l'efecte dels terminals) com el capacitiu (degut a la capacitat paràsita entre els terminals separats una certa distància i per un dielèctric entremig) no són apreciables i es poden suprimir.

La Figura 27, ens mostra el valor de  $R_F = R_{F1} = R_{F2}$  quan l'atenuació és màxima, que correspon quan  $R_F = 3178K$ , i quan aquesta és mínima, que correspon a  $R_F = 3184K$ . Si comparem el valor de  $R_F$  quan l'atenuació és màxima amb el resultat teòric trobat a l'expressió (21), veiem que no correspon però sí és un valor molt pròxim. Vistos els resultats quan  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K$  i  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3178K$ , el filtre rebuig de

banda es simularà per aquests dos valors de  $R_F$ . La justificació és que el primer valor de  $R_F$  correspon al valor teòric trobat al apartat de càlculs i el segon, quan el filtre assoleix la màxima atenuació. Es compararan els dos valors de  $R_F$ . El valor de  $R_F$  que ofereixi millors resultats tant virtualment com experimentalment al laboratori, serà el que s'utilitzarà per l'acabat final del mòdul d'acondicionament.

*	Step param Rf =	3.1788E+06
□	Step param Rf =	3.1796E+06
◇	Step param Rf =	3.1803E+06
◁	Step param Rf =	3.1811E+06
▷	Step param Rf =	3.1818E+06
○	Step param Rf =	3.1826E+06
+	Step param Rf =	3.1833E+06
×	Step param Rf =	3.1841E+06
>	Step param Rf =	3.1848E+06

Figura 27. Valors de  $R_f$  que determinen l'atenuació.

A continuació es calcularan els paràmetres del filtre de la Figura 23 que marquen diferents amplades de banda.

- **Rebuig de banda a 50Hz per diferents amplades de banda:**

Un cop s'ha fixat el valor de  $R_F = R_{F1} = R_{F2}$  toca escollir els valors de  $R_{Z3}$ ,  $R_{Z2}$  i  $R_{Z1}$  que són els que determinaran l'amplada de banda del filtre. Quan més gran sigui  $BW_{-3dB}$  més atenuació tindrem a la freqüència central  $f_0$ . Per contra les freqüències  $f_1$  i  $f_2$  estaran allunyades de  $f_0$ , creant una amplada de banda més ample. Volem que aquesta sigui estreta perquè sinó ens atenuarà el senyal a freqüències més allunyades de  $f_0$ . Per tant, s'ha de buscar un equilibri entre l'amplada de banda i la atenuació màxima que vulguem aconseguir a  $f_0$ . També cal esmentar que a quan més gran és  $BW_{-3dB}$ , observant l'equació (22), el factor de qualitat  $Q$  disminueix. Una disminució de  $Q$  implica un caiguda en dB menys abrupte.

Relacionant les equacions (22), (23), (24) i (25), fixant la freqüència central de rebuig  $f_{notch} = 50Hz$ ,  $R_{Z3} = 50K\Omega$ , i especificant l'ample de banda, s'obtindran els valors de les resistències  $R_{Z1}$ ,  $R_{Z2}$  i  $R_q$  mostrades a la configuració del filtre de la Figura 23:

- A 6,8 Hz :  $R_{Z2} = R_{Z1} = 6,8K\Omega$  i  $R_q = 3,92K\Omega$
- A 8,06 Hz:  $R_{Z2} = R_{Z1} = 8,06K\Omega$  i  $R_q = 4,75K\Omega$
- A 8,87 Hz:  $R_{Z2} = R_{Z1} = 8,87K\Omega$  i  $R_q = 5,49K\Omega$
- A 9,76 Hz:  $R_{Z2} = R_{Z1} = 9,76K\Omega$  i  $R_q = 6,04K\Omega$
- A 10,7 Hz:  $R_{Z2} = R_{Z1} = 10,7K\Omega$  i  $R_q = 6,81K\Omega$

Els valors de les diferents amplades de banda han estat triats conforme a que s'adaptessin amb els valors de les resistències proporcionades per el fabricant. A continuació es mostrarà la funció de transferència del filtre rebuig de banda segons les amplades de banda esmentades anteriorment i per un valor de  $R_F$  que va dels 3178K a 3184K tal i com s'ha indicat a la Figura 27. A 6,8Hz, 8,06Hz, 8,76Hz, 9,76Hz i a 10,7Hz d'amplada de banda, li correspon la Figura 28, la Figura 29, la Figura 30, la Figura 31 i la Figura 32 respectivament. Les simulacions s'han fet amb PSPICE utilitzant l'esquema de la Figura 24 i els valors de  $R_F$ ,  $R_{Z1}$ ,  $R_{Z2}$  i  $R_q$  trobats.

Alhora de demanar el material al fabricant, a part de demanar els valors de les resistències  $R_{F1}$  i  $R_{F2}$ , es van demanar tots els valors de les resistències  $R_{Z1}$ ,  $R_{Z2}$  i  $R_q$  per les amplades de banda esmentades. Es van demanar 10 resistències en format SMD de 1Mohm per implementar  $R_{F1}$  i  $R_{F2}$ . El motiu va ser per reduir espai en mòdul d'acondicionament i el seu preu. Totes les altres, són resistències amb tecnologia "Trough Hold".

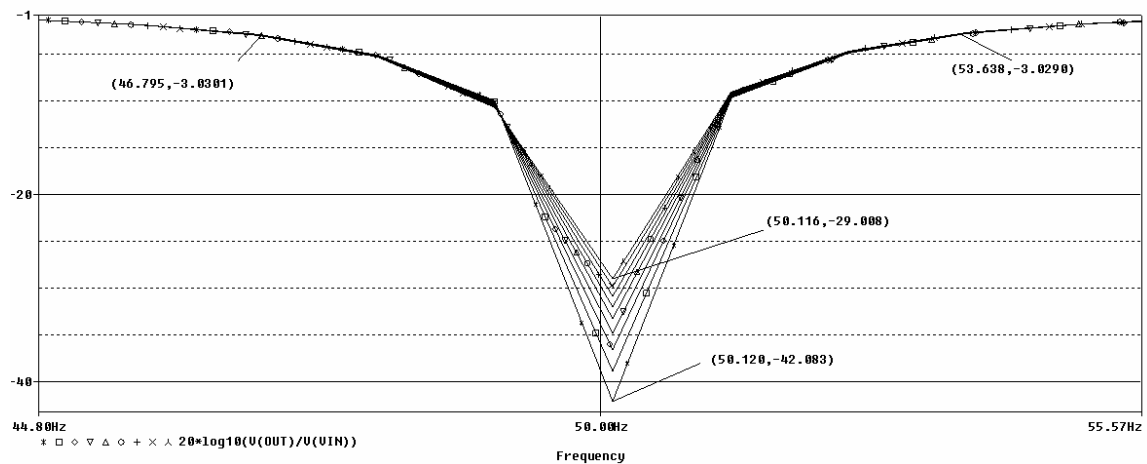


Figura 28. Rebuig de banda a 50Hz amb 6,8Hz d'amplada de banda.

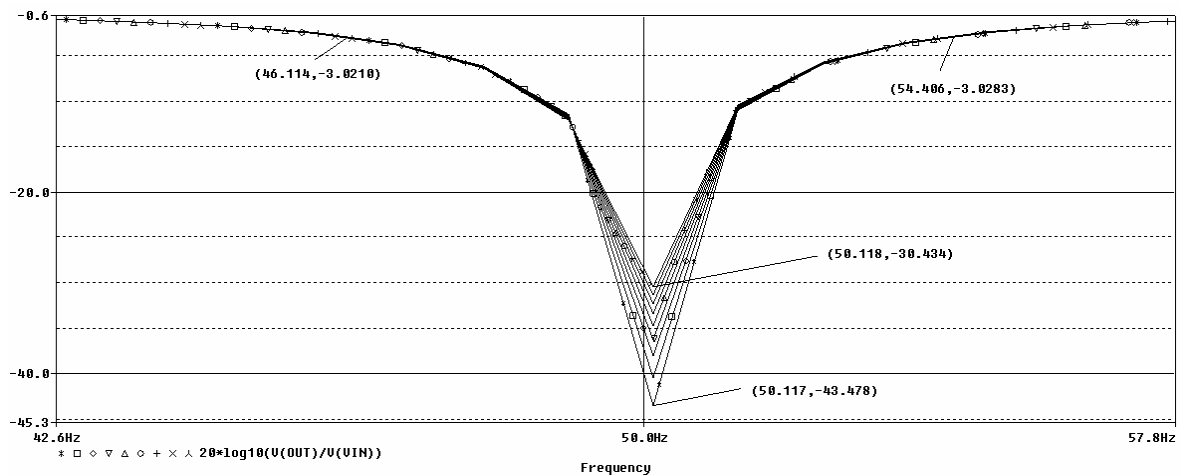


Figura 29. Rebuig de banda a 50Hz amb 8,06 Hz d'amplada de banda.

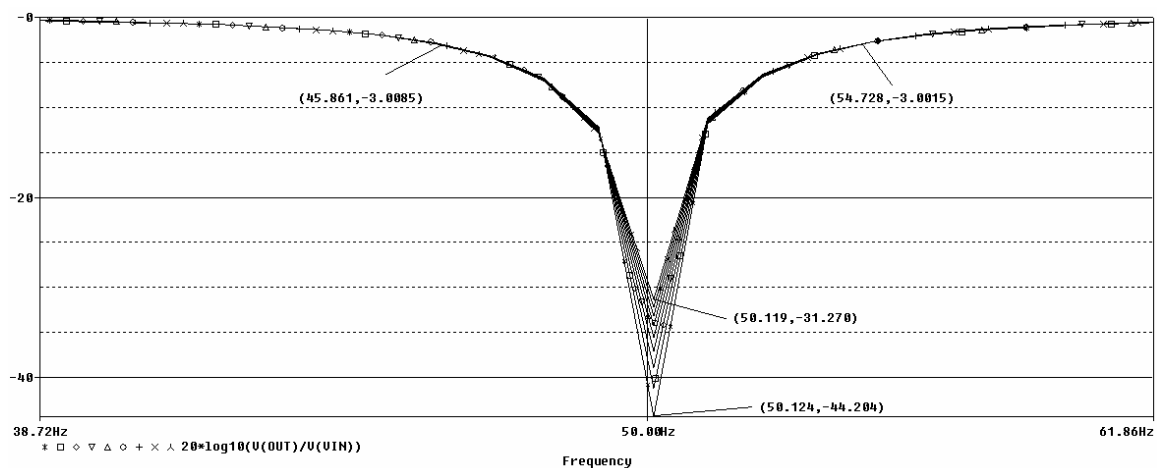


Figura 30. Rebuig de banda a 50Hz amb 8,87 Hz d'amplada de banda.

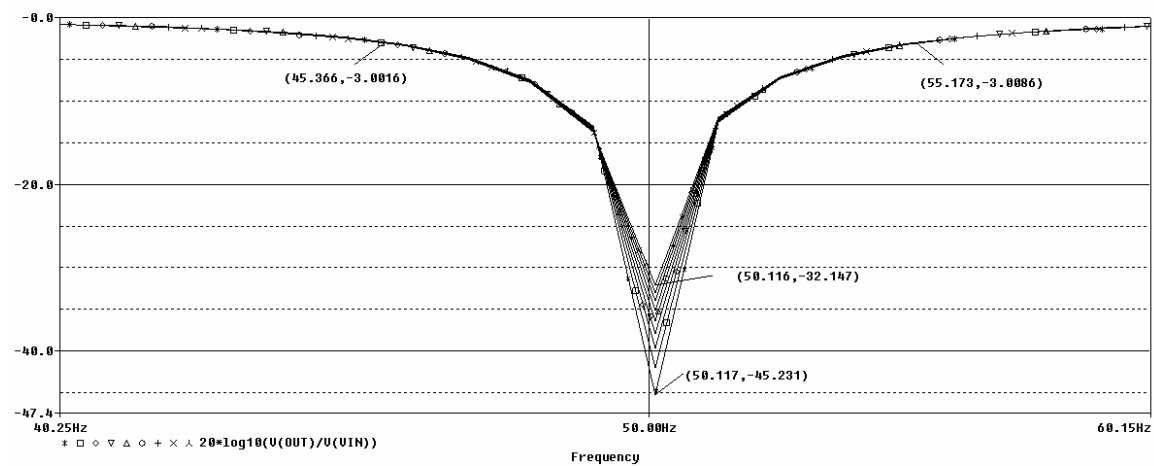


Figura 31. Rebuig de banda a 50Hz amb 9,76 Hz d'amplada de banda.

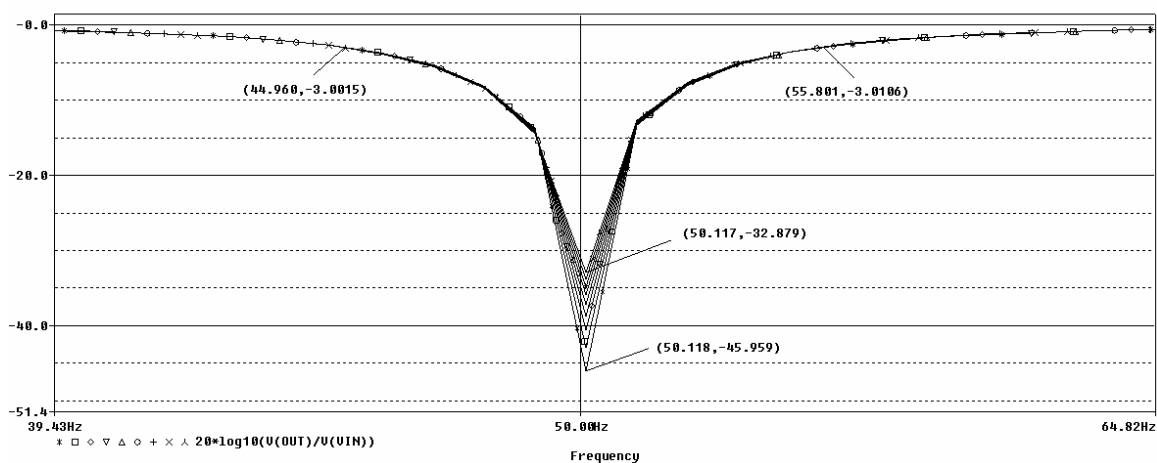


Figura 32. Rebuig de banda a 50Hz amb 10,7 Hz d'amplada de banda.

Tant a la Figura 28, a la Figura 29, a la Figura 30, a la Figura 31 i a la Figura 32 s'assoleix un factor d'atenuació entre 10 i 100 com indiquen les especificacions. A totes

les figures esmentades, ens mostra la freqüència  $f_1$  i  $f_2$  a -3dB, l'atenuació per un valor de  $R_F = 3182K\Omega$  i l'atenuació màxima per  $R_F = 3178K\Omega$ . Podem observar a la Figura 32 que a 10,7Hz d'amplada de banda, s'assoleix la millor atenuació a 50Hz. Per contra, té una amplada de banda més gran que les altres. La tria final dels valors de les resistències es farà quan s'obtinguin els resultats al laboratori.

### 3.5.3. Resultats al laboratori

La simulació, feta al laboratori de Telecomunicacions, del filtre rebuig de banda a 50Hz s'ha realitzat a  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K\Omega$ . És el valor més aproximat de la resistència que sortia al fer els càlculs a l'apartat 3.5.1 que determinaven el valor de  $R_F$ . Els valors trobats de  $R_{Z2} = R_{Z1}$  i  $R_q$ , tal i com s'ha indicat en el l'apartat 3.5.2, marquen les diferents amplades de banda: 6,8Hz, 8,06Hz, 8,87Hz, 9,92Hz i 10,7Hz. D'aquestes s'analitzaran les amplades de 10,7Hz i 8,87Hz, ja que són les que ofereixen millor atenuació. L'amplada de banda de 9,92Hz no s'analitzarà degut a que no va arribar una resistència demanada al fabricant de components. Els resultats obtinguts al laboratori s'anotaran a una taula: Taula 4 i Taula 5, on es fa referència la tensió sinusoidal d'entrada al filtre, la tensió de sortida en funció de la freqüència i l'atenuació en dB. Les taules s'afegiran a l'annex del capítol 7. Dels valors de la taula, s'obtindrà la funció de transferència del filtre i es representarà el Diagrama de Bode. La Figura 33 i Figura 34 ens mostra la funció de transferència  $H(f)$  del filtre a 10,7Hz i a 8,87Hz d'amplada de banda respectivament.

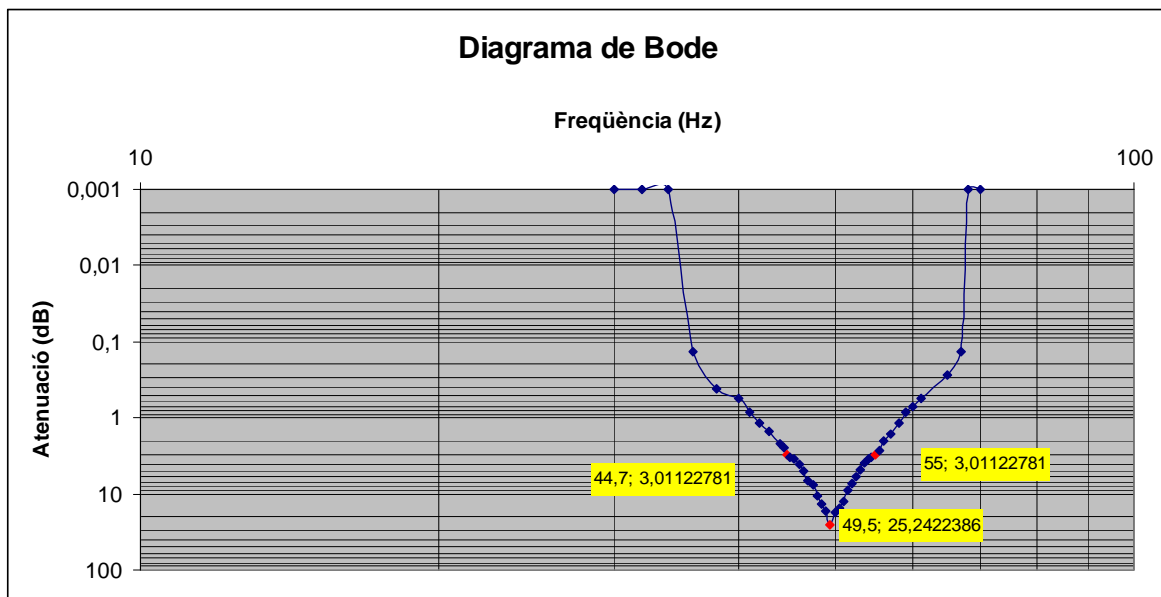
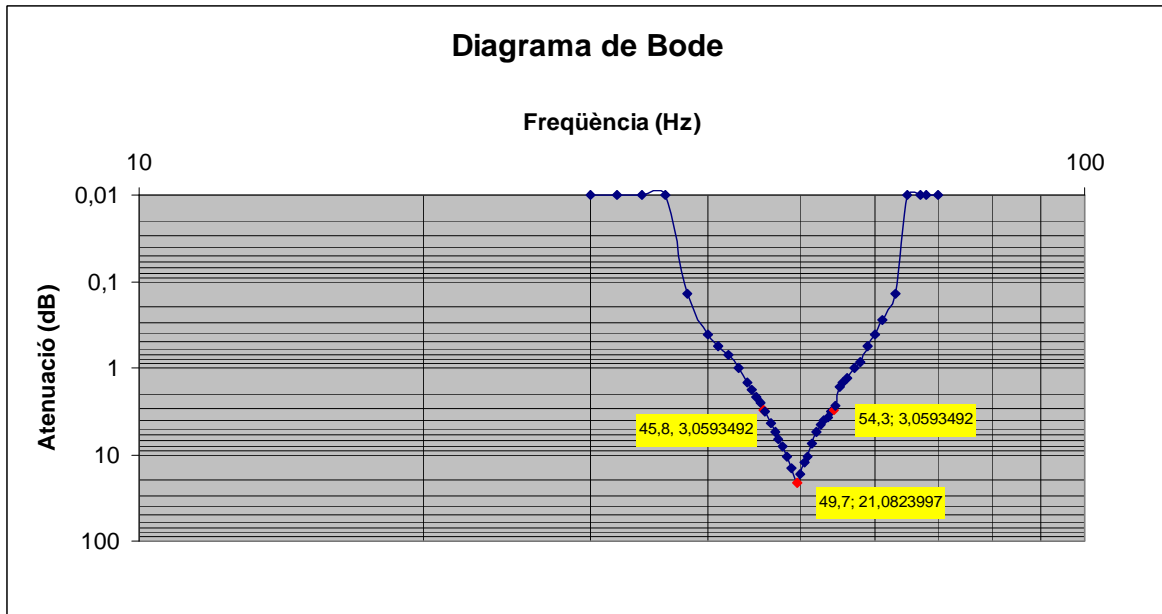


Figura 33. Diagrama de Bode del filtre rebuig de banda a 10,7Hz d'amplada de banda.



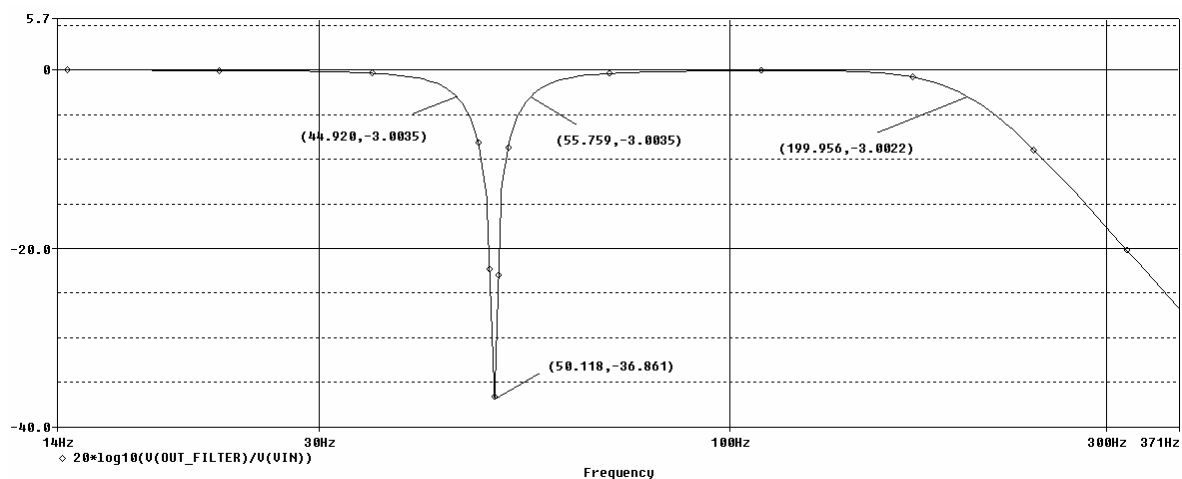
**Figura 34. Diagrama de Bode del filtre rebuig de banda a 8,87Hz d'amplada de banda.**

Si comparem les dues simulacions anteriors es pot veure que 10.7Hz hi ha més atenuació. Es pot veure que s'assoleix un factor 10 d'atenuació, per tant, compleix les especificacions. La freqüència on hi ha la màxima atenuació, la de tall inferior i la de tall superior estan senyalades de color groc. Els resultats experimentals obtinguts, en comparació amb els obtinguts amb el simulador PSPICE, són aproximats a un valor de  $R_F = 3182K\Omega$ . Vistos els resultats, el filtre rebuig de banda a 50Hz s'implementarà amb  $R_{Z2} = R_{Z1} = 10.7K\Omega$  i  $R_q = 6.81K\Omega$ . Respecte el valor final de  $R_F$  ( $R_F = 3178K\Omega$  o  $R_F = 3182K\Omega$ ), s'acabarà de decidir quan es realitzin les proves amb els AFMs del laboratori del grup REDEC.

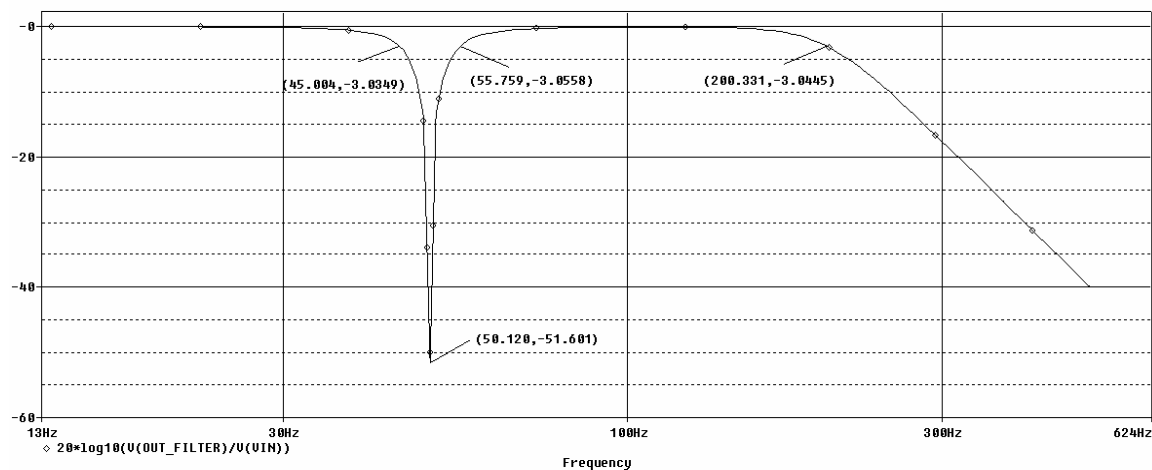
### 3.6 Filtre elimina banda i filtre pas baix

A continuació es mostraran unes simulacions amb PSPICE del filtre elimina banda a 50Hz conjuntament amb el filtre pas baix a 200Hz. Les simulacions es faran per una amplada de banda de 10,7Hz i per els dos valors de  $R_F$  esmentats. Primer amb  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3182K\Omega$  i seguidament amb  $R_F = R_{F1} = R_{F2} = 3178K\Omega$ . El motiu és perquè a 10,7Hz d'amplada de banda, és quan s'assoleix més atenuació. Es compararan les simulacions per els dos valor  $R_F$ .

Si agafem el paràmetre  $R_F = 3178K\Omega$  tal com es mostra a la Figura 36, podem observar que el senyal s'atenua uns 51dB. Per un valor de  $R_F = 3182K\Omega$  com es mostra a la Figura 35, el senyal s'atenua 36dB. Per tant, no arriba a un factor 100 però entra dins les especificacions. És així que ens quedarem amb un valor de  $R_F = 3178K\Omega$  ja que obtenim molta més atenuació. El valor de  $R_F$  només afecta a la part del filtre rebuig de banda. No influeix en el filtre Butterworth.



**Figura 35.** Filtre elimina banda a 50Hz,  $R_f = 3182K$  i 10,7Hz d'amplada de banda.



**Figura 36.** Filtre elimina banda a 50 Hz,  $R_f = 3178K$  i 10,7 Hz d'amplada de banda.

### 3.7 Implementació de la placa PCB

Des del inici del punt 3 fins aquest apartat s'ha explicat com es distribuirà tot el mòdul d'acondicionament i de què és format. El pròxim procés és dur a terme la seva fabricació sobre un placa de circuit imprès, que requerirà un disseny previ, una comprovació, un procés de fabricació, una verificació i una posada en marxa.

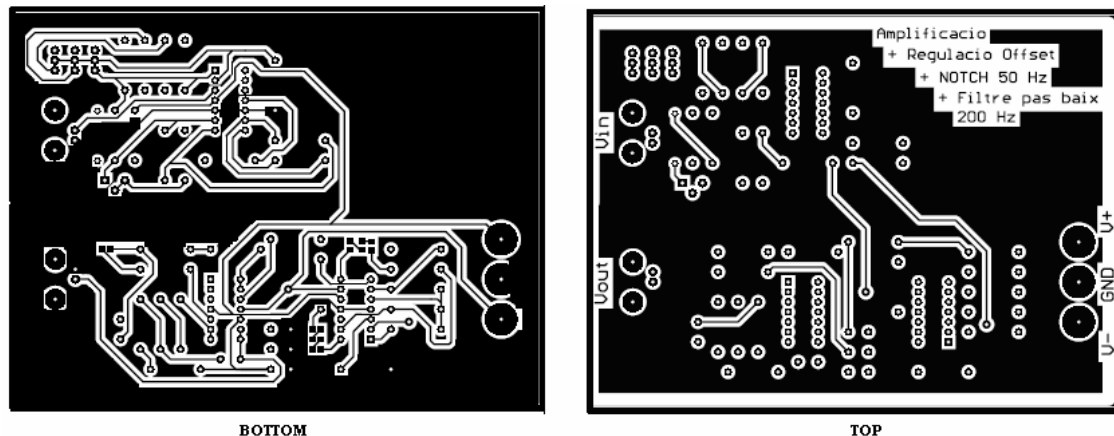
A continuació s'esmentaran els passos per la construcció de la placa de circuit imprès que donarà lloc a la implementació final del mòdul d'acondicionament.

#### 3.7.1. Disseny de la placa PCB

Un cop implementat tot el circuit i haver comprovat tant virtualment com sobre una protoboard que funciona correctament i que compleix les especificacions, s'ha de dissenyar la placa de circuit imprès (PCB) mitjançant la tècnica *Panel Plating* (extracció de coure allà on sobra). Per facilitar el disseny es va separar el filtre rebuig de banda i el filtre pas baix de l'etapa d'amplificació i compensador d'offset. Primerament mitjançant un programa (OrCad Layer) es va fer la distribució dels components (resistències, condensadors, circuits integrats, etc). Es va intentar distribuir-los seguint un ordre



coherent com marca la Figura 8 i de tal manera que hi haguessin les mínimes pistes al nivell superior per després, alhora d'implementar la placa, no s'haguessin de fer tantes vies i de la forma més compacta possible. Un cop distribuïts de manera "ordenada", es va començar a crear les pistes (en "mode manual") d'unió entre components. Les pistes tenen un gruix de 0,5 mil·límetres excepte alguna que en té 0.4mm. Un gruix de pista per sota de 0,4mm no sortirà bé ja que la tecnologia que disposen al laboratori no permet implementar-les tant fines. Alhora de traçar les pistes es podia escollir per on fer-les passar, però amb la condició que tinguessin un gruix determinat, que no es creuessin amb altres que estiguessin al mateix nivell i que no formessin angles rectes.



**Figura 37. Layouts de la cara Bottom i de la cara Top del mòdul d'acondicionament.**

La placa, al ser de doble cara, es podia fer passar les pistes per la part superior (Top) i la part inferior (Bottom), però quantes més pistes passessin per la cara superior (on van els components) més vies (forat recobert de metall que connecta un nivell amb un altre) s'haurien de fer. Per poder connectar les pistes dels dos nivells, en comptes de crear vies, es va aprofitar les potes de les resistències i dels condensadors per connectar-les quan l'aplicació u requerís. Els condensadors i resistències al tenir una tecnologia Trough Hold, unes potes llargues i un encapsulat petit, permetien fer una soldadura tant a la part superior com a la inferior de la PCB.

Un cop distribuïts els components i connectats, es va fer el revelat del Layout dissenyat. El layout es va implementar de tal manera que tingués un pla de massa comú (en el TOP i el Bottom) a tota la placa. A la Figura 37 es pot observar els layouts de la cara TOP i de la cara Bottom. Totes les parts de color negre és on hi haurà coure. Es pot veure clarament un pla de massa comú.

### **3.7.2. Rebel·lat de la placa PCB**

Primer de tot per començar a fabricar la placa cal imprimir sobre una làmina prima de plàstic transparent els LAYOUTS dissenyats amb OrCad Layout. És molt important que alhora d'imprimir el layout sobre la làmina, la impressió sigui d'alta qualitat. Normalment s'acostuma a fer amb "toner" d'impressora laser. D'aquest procés depèn que les pistes quedin ben definides sobre el substrat i surti una bona placa PCB. Si un cop imprès, veiem que les pistes no estan ben marcades per la tinta o toner, cal tornar a repetir el procés.

Per marcar les pistes sobre el substrat primerament cal obtenir una placa fotosensible als rajos ultraviolats per fer la fabricació de circuits impresos. Aquests tipus de plaques les venen a botigues d'electrònica i ja venen pre-sensibilitzades, però en el cas de no tenir-ne una, cal aplicar-li una pel·lícula fotosensible o film fotosensible. A continuació cal col·locar la màscara de les pistes sobre aquesta placa i s'ha de posar una insoladora. Una insoladora és un aparell que conté un o varis fluorescents que emeten llum ultraviolada, que és amb la que ataquem la placa fotosensible a aquest tipus de llum, conjuntament amb la màscara de les pistes dipositada a sobre. Quan la placa fotosensible és exposada als rajos ultraviolats el film fotosensible que ha estat exposat als rajos UVA queda malmès i quan es fa l'atac químic amb sosa càustica s'acaba d'eliminar. Les parts de la placa que no queden exposades a la llum és perquè la màscara, on estaven definides les pistes (pintades de color negre), ha cobert la placa. A continuació s'ha de fer un bany amb clorur fèrric per tal d'eliminar el coure sobrant. La resina fotosensible que no ha quedat exposada a la llum serà l'encarregada de protegir les pistes de l'atac del coure amb clorur fèrric. Al no ser així, el clorur fèrric hagués atacat tot el coure i ens haguéssim quedat sense placa.

El substrat utilitzat per la fabricació de la placa PCB serà FR4 o fibra de vidre, un substrat molt estandarditzat a la indústria per la seva implementació i el preu econòmic. Idealment s'hauria d'utilitzar un substrat d'alúmina o de Tefló degut a la seva alta impedància, però és molt car.

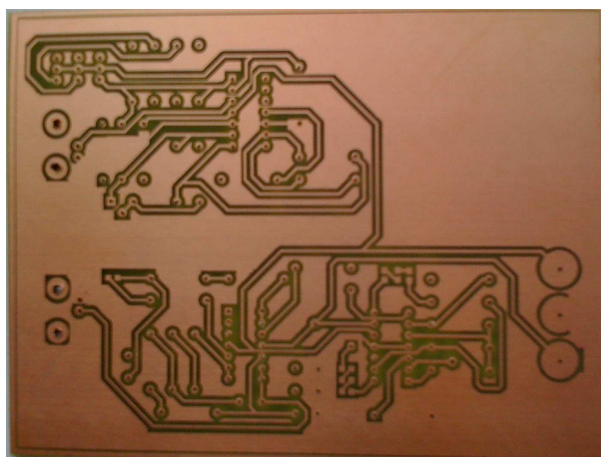
El procés d'atac del coure amb clorur fèrric és d'un 25 min aproximadament. Per temps superiors, el clorur fèrric acaba malmetent la resina fotosensible i acaba atacant les pistes de coure establertes (arrencant trossos de pista en els millors dels casos) i quedant-te només amb el substrat en els pitjors casos. Un altre factor que pot influir a l'atac del coure és, alhora de definir les pistes, que la màscara estigui mal feta. Degut això, les pistes poden sortir malament o tallades.

Finalment es neteja la placa amb alcohol per tal d'eliminar els restes de resina que hi puguin haver quedat a la placa, perquè sinó serà impossible poder soldar-hi a sobre quan s'implementi el circuit. Amb l'alcohol s'acaba d'eliminar i permet que l'estany es pugui adherir sobre el coure.

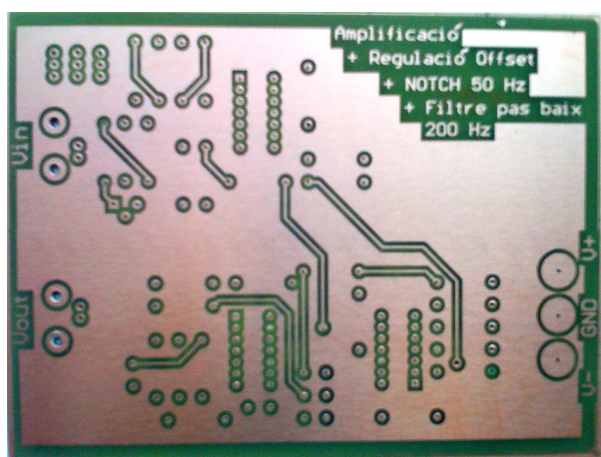
Després d'aquest procés es tallarà i perforarà la placa segons els llocs establerts en el layout. Per fer els forats dels pads, on aniran introduïts els components, s'utilitza un petit trepant amb broques de diferents diàmetres, totes elles de metall. El valor estàndard és de 0.7mm de diàmetre. Les broques són molt sensibles i es trenquen fàcilment, és per això que no s'ha d'exercir una força molt gran per tal de no trancar-les, ja que el substrat és força resistent. Cal dir que aquestes broques són cares.

Abans de començar a soldar s'ha de mirar que les pistes hagin sortit correctes i no estiguin tallades o que facin mal contacte. En cas contrari s'ha de tornar a fer el revelat. La comprovació es fa mitjançant el multímetre. Aquest anàlisis s'ha de fer per tota la placa.

Tan la Figura 38 com a la Figura 39 es veu el revelat de la placa PCB tant per la part del Bottom, que és a on es soldaran els components, com la del Top, que és a on aniran els components, respectivament. Es pot observar en les dues figures una gran extensió de coure, que correspon en gran part al pla de massa. Només s'ha arrancat el coure del substrat per separar la pista que uneix els components amb el pla de massa, comú a les dues cares. Amb aquest sistema, en el cas que s'hagi de fer alguna modificació puntual de la placa PCB es podrà fer ja que hi ha una gran extensió de coure per poder soldar components.



**Figura 38.** Revelat de la placa PCB vista per la cara Bottom.

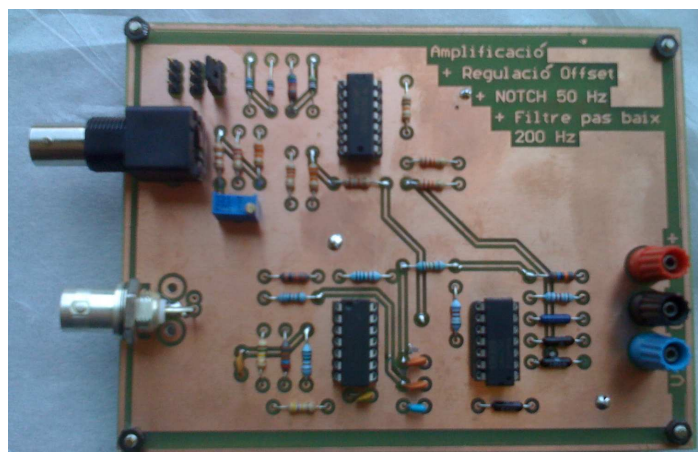


**Figura 39.** Revelat de la placa PCB vista per la cara Top.

### **3.7.3. Soldadura i comprovació de les connexions**

Si el revelat és correcte, s'ha foradat la PCB i s'ha retirat la resina sobrant amb alcohol ja es pot soldar. El tipus de soldadura amb que es soldarà és tova. Els components més difícils de soldar són les resistències SMD. A la Figura 40 es pot observar el resultat final de la placa PCB. La placa del mòdul d'acondicionament no s'ha encapsulat, però en un futur es farà.

Un cop s'han fixat i soldat els components sobre el substrat, el següent pas és comprovar que totes les connexions siguin correctes i verificar amb un tester que els plans d'alimentació del circuit i de terra siguin correctes per tal d'evitar curtcircuits, que comportarien, en el pitjor dels casos, una ruptura interna dels circuits integrats. Si tot és correcte, es pot començar a fer mesures de corrent amb el C-AFM i comprovar que compleix amb les especificacions.



**Figura 40. Acabat final de la placa PCB.**

## 4. APLICACIÓ PRÀCTICA AMB L'AFM

En aquest capítol s'esmentaran els resultats obtinguts amb els dos AFM del laboratori del grup REDEC: el de l'empresa Nanotec i el de l'empresa Scientec. Aquest últim és més nou que el de l'empresa Nanotec. Tots dos incorporen un preamplificador de baix soroll que introdueix un guany de  $10^{10}$  V/A. Quan la sortida del preamplificador passa per l'etapa d'acondicionament es podrà escollir un guany global de:  $10^{10}$ ,  $10^{11}$  o  $10^{12}$  V/A, que correspon a un guany unitari, un guany de 10 i un guany de 100 respectivament. Segons la tensió a la sortida del mòdul d'acondicionament (en funció del guany aplicat) podem associar un corrent de mesura que vindrà regit segons la Taula 2. Les proves amb el circuit d'acondicionament es realitzaran amb els dos AFMs del laboratori. Com s'ha esmentat a l'apartat 2.2, l'AFM Scientec introdueix una petita tensió d'offset aproximadament de 50mV que serà corregida, un cop passi a través del circuit, amb el compensador d'offset esmentat en l'apartat de disseny. Es mostraran els resultats obtinguts amb els dos AFMs quan s'utilitza un guany unitari i un valor de  $R_F = 3182K\Omega$  i  $R_F = 3178K\Omega$ . S'analitzarà la sortida dels dos preamplificadors i s'avaluarà el circuit d'acondicionament. Segons el valor que prengui  $R_F$  tindrem uns resultats diferents que seran concloents per decidir l'acabat final del mòdul d'acondicionament. Respecte els guanys 10 i 100, no es mostraran a la memòria ja que presenten uns resultats, pel que fa l'atenuació de soroll, similars al cas de guany unitari.

Tensió (V) de sortida	Corrent (pA) equivalent per un Guany = $10^{10}$ V/A	Corrent (pA) equivalent per un Guany = $10^{11}$ V/A	Corrent (pA) equivalent per un Guany = $10^{12}$ V/A
0.1	10	1	0.1
1	100	10	1
10	1000	100	10

Taula 2. Taula de relació entre corrents i tensions mesurades en funció del guany.

### 4.1 Mesures amb l'AFM Nanotec

En aquest apartat s'explicaran els resultats obtinguts amb l'AFM Nanotec. Per avaluar l'afecte de l'etapa d'acondicionament es connectarà la sortida del preamplificador de baix soroll de l'AFM Nanotec al canal 1 de l'oscil·loscopi, la sortida del preamplificador a l'entrada del circuit d'acondicionament i la sortida d'aquest es connectarà al canal 2 de l'oscil·loscopi. A la Figura 41 ens mostra l'esquema de connexió.

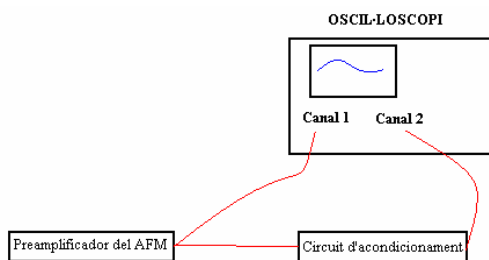
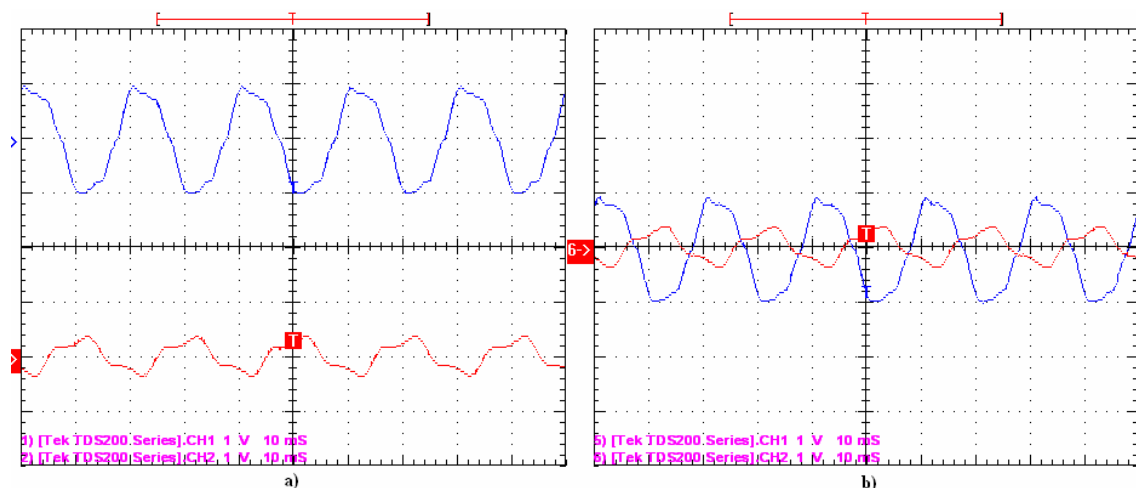


Figura 41. Esquema de connexió del preamplificador i del circuit d'acondicionament a l'oscil·loscopi.

Es compararan els dos senyals abans i després del mòdul dissenyat. Si analitzem el senyal de sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec utilitzant una  $R_F = 3182K\Omega$ , es pot observar a la Figura 42 a) que bàsicament és un senyal a 50 Hz i que presenta una amplitud aproximadament de 1.92V pic a pic. Mirant la Taula 2 correspon a un corrent de 192pA. Al introduir aquest senyal a l'entrada del circuit d'acondicionament, es pot apreciar a la Figura 42 a) que el senyal de sortida ha reduït la seva amplitud ja que ha quedat filtrat. Aquest presenta una amplitud pic a pic d'uns 760mV que correspon a 76pA segons la Taula 2. Presenta una atenuació d'uns 8,04dB. Si comparem aquesta atenuació amb els resultats obtinguts teòricament, és molt petita. No arriba a un factor 10. Un motiu d'aquesta baixa atenuació podria ser que al utilitzar resistències de l'ordre de  $3M\Omega$ , afectin a les impedàncies d'entrada i els corrents de polarització del xip UAF42. S'hauria d'haver donant més importància a aquests que no pas el propi corrent que passa per el circuit dissenyat. Un altre factor, podria ser la idealitat de la simulació amb PSPICE del filtre rebuig de banda. Al ser ideal, mostrava atenuacions superiors que no les obtingudes al laboratori amb l'AFM. A la Figura 42 a) es mostren els dos senyals per separat i a la Figura 42 b) es comparen els dos senyals. El senyal de color blau correspon a la component freqüencial a 50Hz introduïda per la xarxa elèctrica i el senyal vermell correspon a el senyal procedent del mòdul d'acondicionament. Totes dues simulacions estan a escala de 1V x 10ms.



**Figura 42. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) amb  $R_F=3182K$ . b) Comparació dels senyals.**

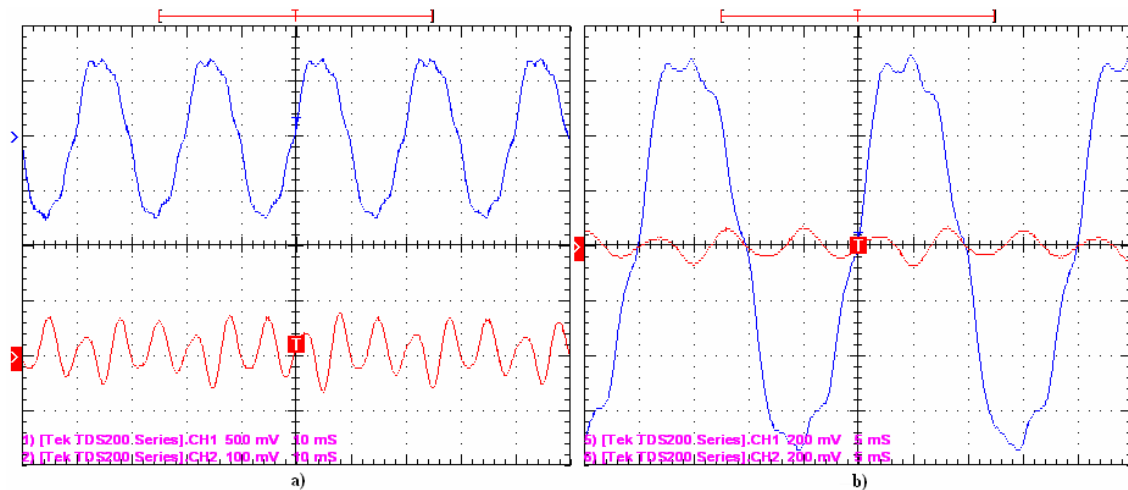
$V_{pic-pic} CH1 = 1.92V$  (blau).

$V_{pic-pic} CH2 = 760mV$  (vermell)  $\rightarrow$  corresponen a 76pA ja que 100mV equivalen a 10 pA.

Per un guany unitari i un valor de  $R_F = 3178K\Omega$  observem a la Figura 43 a) que el senyal de soroll (color blau) presenta 1,52V pic a pic. Segons la Taula 2 correspon a 152pA. El senyal de sortida del circuit d'acondicionament presenta una amplitud de 132mV que segons les relacions de la Taula 2 correspon a 13,2pA ja que 100mV equivalen a 10pA. Si calculem l'atenuació i la passem a escala logarítmica obtenim una atenuació del senyal de soroll de 21dB. S'ha aconseguit arribar a un factor 10 en atenuació. Tot i haver fet les simulacions virtuals podem observar que l'atenuació obtinguda és inferior. Teòricament, s'hauria d'aconseguir un factor 100 d'atenuació (tal i com es mostra a la simulació amb PSPICE de la Figura 32). A la pràctica, s'ha



aconseguit un factor 10. A les especificacions es demanava un factor d'atenuació mínim de 10. Aquest resultat és dins les nostres especificacions tot i que s'esperaven millors resultats. Podem concloure doncs, que utilitzant una  $R_F = 3178K\Omega$  tindrem més atenuació que utilitzant  $R_F = 3182K\Omega$ . Per tant, l'acabat final de la placa s'utilitzarà la resistència de  $R_F = 3178K\Omega$ . A la Figura 43 a) es mostren els dos senyals per separat i a la Figura 43 b) es comparen els dos. A la Figura 43 a) els dos senyals estan a diferent escala: el senyal del preamplificador està a 500mV x 10ms i el senyal de sortida a 100mV x 10ms. A la Figura 43 b) tots dos senyals estan a una escala de 200mV x 1ms.



**Figura 43. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) amb  $R_F=3178K$ . b) Comparació dels senyals.**

$V_{pic-pic} CH1 = 1,52V$  (blau)

$V_{pic-pic} CH2 = 132mV$  (vermell)  $\rightarrow$  corresponen a 13,2pA ja que 100mV equivalen a 10pA.

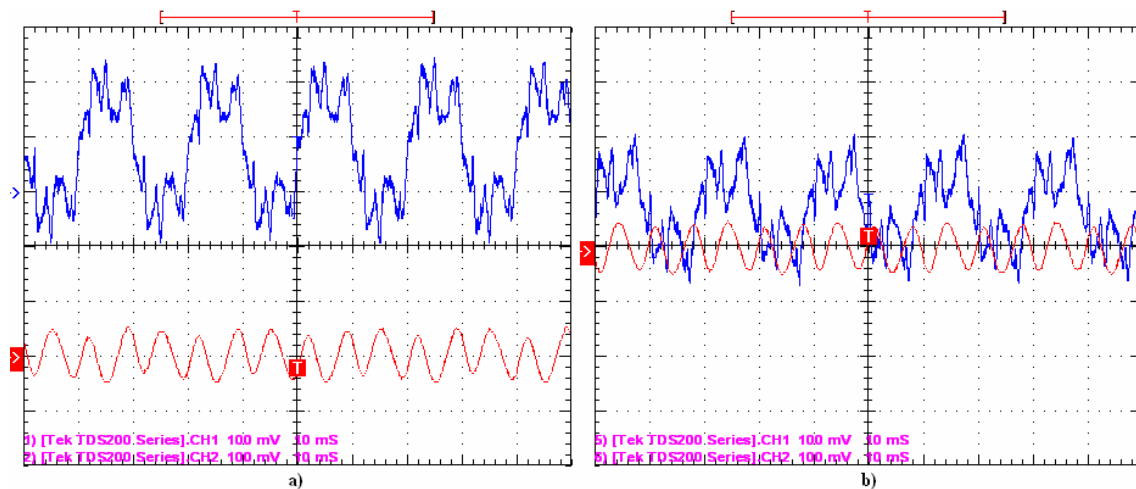
## 4.2 Mesures amb l'AFM Scientec

En aquest apartat s'esmentaran els resultats obtinguts amb l'AFM Scientec. Com s'ha esmentat al principi del punt 4, l'AFM Scientec introdueix a la sortida del preamplificador una petita tensió d'offset de 50mV aproximadament, malgrat tenir un soroll d'amplitud inferior que l'AFM Nanotec. Amb l'ajuda del compensador d'offset s'ajustarà a zero.

A continuació s'analitzarà la sortida del circuit d'acondicionament, com en el cas de l'AFM Nanotec, amb un guany unitari i per un valor de:  $R_F = 3182K\Omega$  i  $R_F = 3178K\Omega$ . Les mesures es faran utilitzant la mateixa configuració de connexió com s'ha mostrat a la Figura 41.

Amb un valor de  $R_F = 3182K\Omega$ , es pot apreciar a la Figura 44 a) un senyal de sortida del preamplificador de 280mV pic a pic. Si comparem aquest senyal de sortida amb la sortida del preamplificador de l'AFM Nanotec de la Figura 42 a), podem apreciar que és un senyal de soroll amb una amplitud molt més reduïda. Concretament 1,62V de diferència entre els dos senyals. Mirant la Taula 2, 280mV pic a pic correspon a 28pA.

Aquest valor és inferior ja que el preamplificador està integrat al capçal de l'AFM i això fa que el soroll extern l'afecti menys. Al introduir el senyal de sortida del preamplificador de l'AFM Scientec a l'entrada del mòdul d'acondicionament, s'observa que la sortida presenta una amplitud d'uns 104mV pic a pic que correspon a 10,4pA segons la Taula 2. Després del filtrat, s'han eliminat les pertorbacions del senyal d'entrada i apareix un senyal pràcticament sinusoidal d'amplitud més reduïda. Si calculem l'atenuació tenim uns 8,6dB. Aquesta atenuació és baixa en comparació amb els resultats obtinguts amb el simulador i no arriba a un factor 10 o superior com es voldria. Com s'ha esmentat anteriorment, pot ser degut a que s'ha donat més importància al corrent que passa per el propi circuit que als propis corrents de polarització i impedàncies de xip UAF42. L'atenuació es podria millorar canviant les resistències que marquen l'ample de banda de rebuig del filtre notch.



**Figura 44. a) Sortida del preamplificador de l'AFM Scientec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) per  $R_f = 3182K\Omega$ . b) Comparació dels senyals.**

$V_{pic-pic} CH1 = 280mV$  (blau)

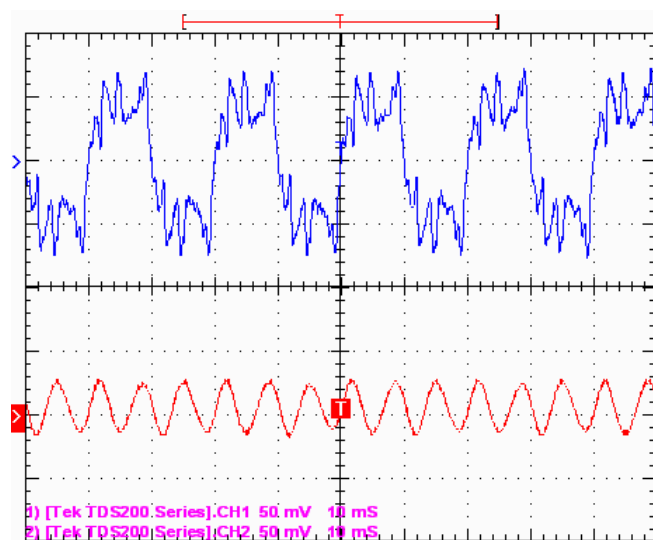
$V_{pic-pic} CH2 = 104mV$  (vermell)  $\rightarrow$  corresponen a 10,4pA ja que 100mV equivalen a 10 pA.

Si utilitzem  $R_f = 3178K\Omega$  podem observar a la Figura 45 un senyal de sortida d'uns 46mV (senyal vermell) i un senyal de soroll d'entrada d'uns 280mV (senyal blau). A 46mV de sortida se li pot atribuir segons la Taula 2 un corrent de 4,6pA. Si calculem l'atenuació surt uns 15,6dB. Els dos senyals estan a escala de 50mV x 10ms. Si comparem aquesta atenuació amb la proporcionada quan  $R_f = 3182K\Omega$  podem veure que és gairebé el doble. Tot i així, segueix sent baixa en comparació amb els resultats del simulador PSPICE.

Podem concloure que utilitzant una  $R_f = 3178K\Omega$  s'obtenen més bones atenuacions en els dos AFMs. Tot i així, les atenuacions obtingudes son baixes que en les simulacions fetes amb PSPICE. S'ha aconseguit arribar a un factor 10 com màxim. Es pot considerar vàlid perquè entra dins les especificacions, però es podria millorar. Es podria intentar canviar l'amplada de banda del filtre rebuig de banda per una més gran tot i que això reduiria les components freqüencials a la sortida. S'aconseguiria més atenuació, però per contra, la caiguda a -3dBs del filtre no seria tant abrupte. Només dessoldant les resistències que marquen l'amplada de banda del filtre esmentades a l'apartat de disseny



i substituint-les per els nous valors ja estaria solucionat. També es podria intentar optimitzar més el valor de  $R_F$ .



**Figura 45.** Sortida del preamplificador de l'AFM Scientec (blau) i sortida del mòdul d'acondicionament amb guany unitari (vermell) per  $R_f = 3182\text{K}$ .



## 5. LLISTAT DE MATERIAL I PRESSUPOST

En aquest apartat s'esmentarà tot el material utilitzat: tant per fer proves de filtrat com el definitiu per la fabricació del mòdul d'acondicionament. Gairebé tot el material utilitzat s'ha demanat al fabricant de components *Farnell*. Es pot observar a la Taula 3 que pràcticament tots els components són resistències. Les més cares són els del 0,1% i després les de 1%.

<b>Filtre Pas baix</b>	<b>Tolerància</b>	<b>Quantitat</b>	<b>Preu unitari</b>	<b>Preu total</b>
<u>Resistències</u>				
634K	0,10%	5	0,4	2
160K	1%	1	0,038	0,038
301K	1%	1	0,038	0,038
165K	0,10%	5	0,63	3,15
1000K (SMD)	0,10%	1	0,69	0,69
102K	1%	1	0,038	0,038
261K	1%	1	0,038	0,038
470K	5%	1	0,015	0,015
150K	5%	1	0,015	0,015
<u>Condensadors ceràmics</u>				
1nF	10%	1	0,1	0,1
820pF	10%	1	0,05	0,05
1,5nF	10%	1	0,05	0,05
5,1nF	10%	1	0,1	0,1
470pF	10%	1	0,05	0,05
<b>Xips</b>				
LM324		4	0,27	1,08
UAF42		3	16,01	48,03
TL074		4	0,48	1,92
<b>Filtre elimina banda</b>				
<u>Resistències</u>				
178K	0,10%	5	0,22	1,1
182K	0,10%	5	0,4	2
1000K (SMD)	0,10%	9	0,69	6,21
10,7K	0,10%	5	0,31	1,55
6,81K	0,10%	1	1,3	1,3
9,76K	0,10%	5	0,63	3,15
8,06K	0,10%	2	1,3	2,6
4,06K	0,10%	1	1,3	1,3
4,75K	0,10%	1	1,3	1,3
8,87K	0,10%	2	1,3	2,6
5,49K	0,10%	1	1,3	1,3
50K	0,10%	1	0,8	0,8
<b>Compensador d'offset</b>				
<u>Resistències</u>				
Potenciòmetre 5K				
multivolta	10%	1	1,95	1,95
22K	5%	4	0,015	0,06
33K	5%	2	0,015	0,03

3,9K	5%	1	0,015	0,015
1,8K	5%	1	0,015	0,015
15K	1%	2	0,038	0,076
3,3K	5%	1	0,015	0,015
1,5K	5%	1		

#### **Amplificació**

##### Resistències

15K	1%	10	0,038	0,38
430K	1%	10	0,038	0,38
75K	1%	10	0,038	0,38
551K	1%	1	0,038	

#### **Connectors**

Connector BNC Coaxial Femella 50ohms Negre		1	1,56	1,56
Connector BNC Coaxial Femella 50ohms blanc		1	1,56	1,56
Jumper de 3 pins		3	0,036	0,108
Hembra, 4mm blue PK5		1	6,1	6,1
Hembra, 4mm white PK5		1	6,1	6,1
Hembra, 4mm Black PK5		1	6,1	6,1
Bannana Plug (black)		1	0,91	0,91
Bannana Plug (blue)		1	0,91	0,91
Bannana Plug (white)		1	0,91	0,91

#### **Placa PCB**

PCB, FR4, 220X100, DS		1	9,17	9,17
-----------------------	--	---	------	------

#### **TOTAL**

**119,341 €**

**Taula 3. Llista de components utilitzats per realitzar el mòdul d'acondicionament.**

El preu total és d'uns 119,341 euros. En aquest preu s'ha inclòs tot els components demanats i la placa de circuit imprès a doble cara pre-sensibilitzada. Els components eleven més el preu són les resistències al 0,1% i el xip UAF42 per implementar el rebuig de banda. D'aquests xips se'n han demanat tres per tenir recanvis ens cas de fallada.

Aparells d'experimentació i de mesura:

- Generador de funcions
- Microscopi de forces Atòmiques
- Multímetre
- Oscil·loscopi
- Font AC/DC

Material i eines utilitzades:

- Protoboard
- Tornavís

- Soldador
- Insoladora
- Sondes coaxials
- Cable elèctric
- Estany
- Pinces de cocodril
- Alicates de tall
- Trepant

Softwares utilitzats:

- PSPICE
- OrCad Layout
- Wavestar



## 6. CONCLUSIONS

Les mesures de conductivitat a escala nanomètrica amb AFM, són mesures que requereixen de components de molt baix soroll per poder registrar els petitíssims nivells de corrent que són d'interès ( $\sim$ pA). Generalment, els C-AFM disposen d'un conversor I-V de guany elevat i estan optimitzats per reduir tant l'efecte de les interferències externes com del soroll generat per el propi circuit.

En aquest treball s'ha desenvolupat un mòdul o circuit d'acondicionament que pretén millorar les prestacions i la flexibilitat del C-AFM. Concretament es pretenia tenir un mòdul amb un guany variable de 1, 10 o 100; poder eliminar l'offset generat per el conversor I-V i reduir el soroll a 50Hz introduït per la xarxa elèctrica.

Observats els resultats esmentats en el punt 4, es veu una reducció de l'amplitud de la senyal de soroll a 50Hz i els seus harmònics. Les atenuacions obtingudes, comparades amb les del simulador PSPICE esmentades a l'apartat de disseny, són gairebé la meitat o per sota. Tot hi haver fet revisions de càlculs de paràmetres del filtre rebuig de banda (extrets de la web del fabricant i de llibres d'instrumentació electrònica) l'atenuació del senyal no s'ha aconseguit arribar a els 40dB desitjats idealment (factor 100). Malgrat això, tot i que el propòsit era aconseguir un factor mínim de 10, els objectius del projecte s'han assolit. Idealment, amb el simulador, les simulacions marcaven un factor 100 però a la pràctica no ha estat així. Es podria haver millorat intentat optimitzar els valors dels components o fent una banda de rebuig més gran. D'aquesta manera s'aconseguiria molta més atenuació. En comptes de 10,7Hz de banda de pas de rebuig, fer-la més gran però això alteraria altres components freqüencials d'interès. A més a més, la caiguda a -3dB a banda i banda no seria tant abrupte i estaríem reduint el factor de qualitat  $Q$ . Tot i així, la modificació de l'atenuació només depèn de la xarxa de resistències esmentades en l'apartat de disseny. En un futur es podria intentar substituir el filtre rebuig de banda per un altre tipus de configuració de filtre que realitza la mateixa funció. Potser s'obtidrien millors resultats.

L'etapa de compensació d'offset en un principi es va situar després de l'etapa d'amplificació, però vistos els resultats del AFM Scientec, hagués estat millor situar-la al principi del mòdul d'acondicionament. D'aquesta manera no s'hagués hagut de canviar la xarxa de resistències del compensador d'offset, ja que primer es reduiria l'offset i després s'amplificaria. Una millora seria aquesta: intentar posar-la al principi. Això suposaria un nou disseny del layout i fer una nova PCB. Respecte la resta de blocs funcionals, els resultats obtinguts concorden amb les simulacions fetes amb PSPICE.

El desenvolupament d'aquest projecte m'ha aportat un cert coneixement i una autonomia alhora de prendre decisions que finalment han donat el seu fruit amb el mòdul d'acondicionament integrat sobre una placa PCB. El poc saber sobre la fabricació de plaques PCB em va fer recorre a l'ajuda d'altres persones. Em van explicar i informar del procés de disseny i de fabricació. El mateix es pot dir del funcionament d'un AFM i la seva utilització en el camp de la nanotecnologia. El interès sobre aquest projecte m'ha dut una constància de treball setmana darrere setmana fins la seva implementació final. En determinats moments i decisions, com ara, triar els components que compleixin els requisits del filtre elimina banda per un acabat final o el propi disseny del layout per la fabricació de la placa PCB, em va portar a un certa inseguretat per si havia fet l'elecció correcte dels components i un bon disseny de la placa. Per sort, els càlculs previs i el bon disseny del layout, van dur a una bona implementació de la placa i el seu correcte funcionament, ja que algun error de disseny suposaria una nou disseny i la fabricació d'una nova placa.

## **BIBLIOGRAFIA**

- [1] Pàgina web Texas Instruments: [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [2] Pàgina web National Semiconductor: [www.national.com](http://www.national.com)
- [3] Pàgina web Farnell: [www.farnell.com](http://www.farnell.com)
- [4] Molina, Jhonnie, "Design a 60Hz Notch Filter with the UAF42", Burr-Brown (602) 746-7592.
- [5] M. Fiore, James, "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Thomson, Inc., New York, 2ª edición, 1992.
- [6] Porti Pujal, Marc, "Carectarització a escala nanomètrica de la degradació i ruptura dielèctrica del SiO<sub>2</sub> en dispositius MOS mitjançant C-AFM", Universitat Autònoma de Barcelona, Febrer 2003.
- [7] Antón, A. J – Rodríguez, C. J – Martín, F. J – Ortega G. G – García P. M, "Instrumentación electrónica", Paraninfo.
- [8] Bildstein, P.; "Filtros Activos", Ed. Paraninfo. 1986.
- [9] Ghausi, M. S., Laker, K. R., "Modern Filter Design", Ed. Prentice Hall.
- [10] National Semiconductor. "Linear Application Handbook", 1995.
- [11] Themes, G., Mitra, S., "Modern Filters: Theory and Design", Ed. Wiley.
- [12] Sedra, A., Brackett, P., "Filter Theory and Design: Active and Passive", Ed. Matrix.
- [13] Miyara, Federico, "Filtros Activos", Univesidad Nacional de Rosario, segona edició, 2004.
- [14] Oliver A. R, "Advances in AFM for the electrical characterization of semiconductors" Reports on progress in physics, Rep 71(2008) 076501 (37pp).
- [15] García, R; Pérez, R, "Dynamic atomic force microscopy methods", Surface Science Reports 47 (2002) 197-301.
- [16] J.Colton, Richard, "Nanoscale measurements and manipulation", Surface Chemistry Branch, 30 June 2004.



## 7. ANNEX

A l'annex, com s'ha esmentat, s'inclouran els càlculs de la funció de transferència del filtre Butterworth, el resultats de les simulacions fetes al laboratori de Telecomunicacions del filtre rebuig de banda, el datasheet del UAF42, del LM324 i del TL074. També s'afegirà l'esquema circuital del mòdul d'acondicionament i els layouts.

### 7.1 Càlcul de la funció de transferència

En aquest apartat es mostrarà el procés d'obtenció de la funció de transferència  $H(s)$  d'una estructura Sallen-Key per d'implementació d'un filtre Butterworth pas baix [5]. S'analitzarà la Figura 46, que ens mostra una configuració amb impedàncies i d'aquí s'obtindrà la funció de transferència  $H(s)$ .

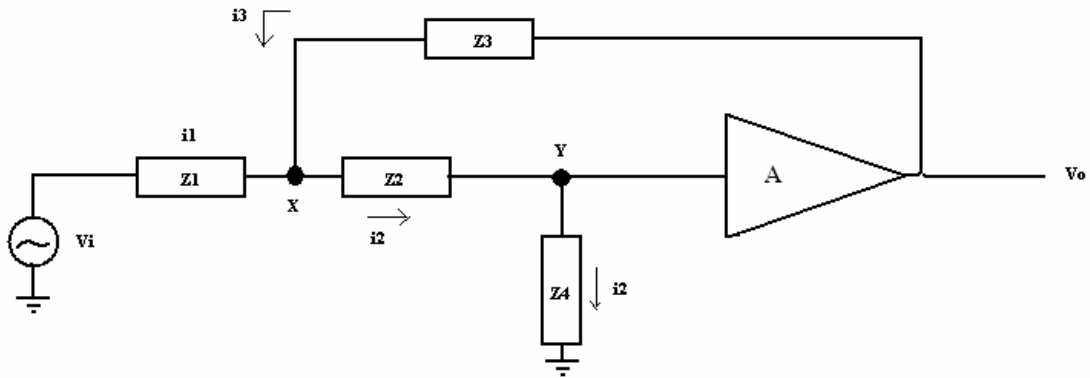


Figura 46. Configuració Sallen-Key d'un filtre de segon ordre.

$$V_0 = AV_y = A \quad (26)$$

$$i_1 = \frac{V_i - V_x}{Z_1}$$

$$i_2 = \frac{1}{Z_4} \quad (27)$$

$$i_3 = \frac{V_i - V_x}{Z_3} = \frac{A - V_x}{Z_3}$$

$$V_x = i_2 Z_2 + V_y = i_2 Z_2 + 1 \quad (28)$$

Substituint a l'equació (27) i a l'equació (28),  $V_x$  es pot expressar com:

$$V_x = \frac{Z_2}{Z_4} + 1$$

Ara sumem els corrents conforme a la Figura 46:

$$i_2 = i_1 + i_3$$

Substituint els corrents, tenim:

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{V_i - V_x}{Z_1} + \frac{A - V_x}{Z_3}$$

I resolent l'equació en termes de  $V_y$ :

$$\begin{aligned} \frac{V_i - V_x}{Z_1} &= \frac{1}{Z_4} - \frac{A - V_x}{Z_3} \\ V_i - V_x &= \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_x)}{Z_3} \\ V_i &= \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_x)}{Z_3} + V_x \\ V_i &= \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1(A - V_x)}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1 \\ V_i &= \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} \left( A - \frac{Z_2}{Z_4} - 1 \right) + \frac{Z_2}{Z_4} + 1 \\ V_i &= \frac{Z_1}{Z_4} - \frac{Z_1}{Z_3} A + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1 \end{aligned}$$

$$V_i = \frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3} (1 - A) + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3 Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1 \quad (29)$$

Ara ja es pot escriure la funció de transferència general utilitzant les equacions (26) i (29):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{\frac{Z_1}{Z_4} + \frac{Z_1}{Z_3}(1-A) + \frac{Z_1}{Z_3} \frac{Z_2}{Z_4} + \frac{Z_2}{Z_4} + 1} \quad (30)$$

Seguidament només queda substituir a l'equació (30) el valor de les impedàncies utilitzant la transformada de Laplace. Les transformacions que es faran per aconseguir un filtre pas baix de 2on ordre són les següents:

$$Z_1 = R_1$$

$$Z_2 = R_2$$

$$Z_3 = \frac{1}{j\omega \cdot C_1}$$

$$Z_4 = \frac{1}{j\omega \cdot C_2}$$

On  $Z_3$  i  $Z_4$  són reactàncies capacitives.

## 7.2 Taules experimentals del filtre rebuig de banda

A continuació es mostraran les taules utilitzades: Taula 4 i Taula 5, per representar la funció de transferència  $H(f)$  de la Figura 33 i Figura 34 respectivament del filtre rebuig de banda a 50Hz. Els valors senyalats amb groc, corresponen a les freqüències de tal inferior i superior.

- A 10,7Hz d'amplada de banda.

Freqüència (Hz)	VOUT(V)	VIN(V)	Guany (dB)
30	5,12	5,12	-0,001
32	5,12	5,12	-0,001
34	5,12	5,12	-0,001
36	5,04	5,12	-0,136
38	4,88	5,12	-0,417
40	4,8	5,12	-0,560
41	4,64	5,12	-0,855
42	4,48	5,12	-1,159
43	4,32	5,12	-1,475
44	4	5,12	-2,144
44,5	3,84	5,12	-2,498
44,7	3,62	5,12	-3,011
45	3,5	5,12	-3,304
45,5	3,44	5,12	-3,454
46	3,2	5,12	-4,082
46,5	2,88	5,12	-4,997

47	2,4	5,12	-6,581
47,5	2,16	5,12	-7,496
48	1,52	5,12	-10,548
48,5	1,04	5,12	-13,844
49	0,76	5,12	-16,569
49,5	0,28	5,12	-25,242
50	0,68	5,12	-17,535
50,5	0,84	5,12	-15,699
51	1,2	5,12	-12,601
51,5	1,84	5,12	-8,889
52	2,2	5,12	-7,336
52,5	2,6	5,12	-5,885
53	2,96	5,12	-4,759
53,5	3,24	5,12	-3,974
54	3,44	5,12	-3,454
54,5	3,52	5,12	-3,254
55	3,62	5,12	-3,011
55,5	3,76	5,12	-2,681
56	4,08	5,12	-1,972
57	4,24	5,12	-1,638
58	4,48	5,12	-1,159
59	4,64	5,12	-0,855
60	4,72	5,12	-0,706
61	4,8	5,12	-0,560
65	4,96	5,12	-0,275
67	5,04	5,12	-0,136
68	5,12	5,12	-0,001
70	5,12	5,12	-0,001

**Taula 4. Valors per representar la funció de transferència a 10,7Hz d'amplada de banda del filtre rebuig de banda a 50Hz.**

- A 8,87Hz d'amplada de banda.

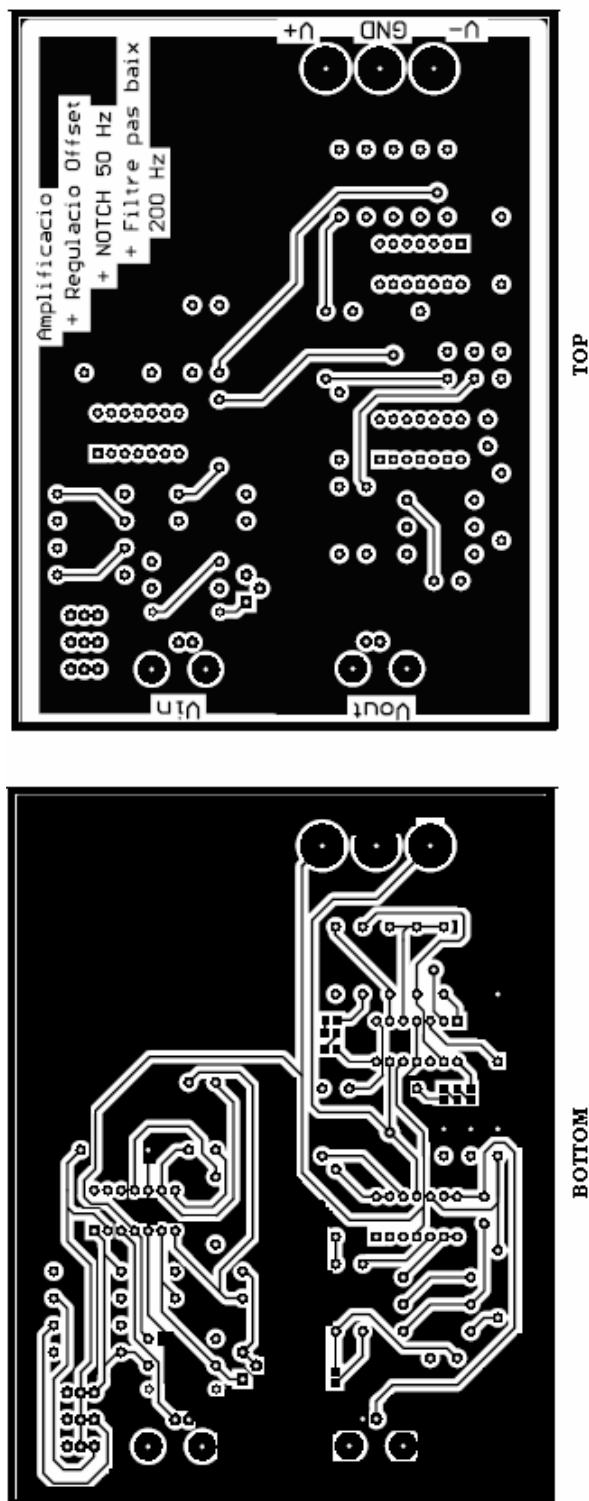
Freqüència (Hz)	Vout (V)	Vin (V)	Guany (dB)
30	5,12	5,12	-0,01
32	5,12	5,12	-0,01
34	5,12	5,12	-0,01
36	5,12	5,12	-0,01
38	5,04	5,12	-0,136
40	4,88	5,12	-0,417
41	4,8	5,12	-0,560
42	4,72	5,12	-0,706
43	4,56	5,12	-1,006
44	4,32	5,12	-1,475
44,5	4,16	5,12	-1,803
45	4	5,12	-2,144
45,5	3,84	5,12	-2,498
45,8	3,6	5,12	-3,059
46	3,52	5,12	-3,254
46,5	3,12	5,12	-4,302
47	2,72	5,12	-5,494
47,5	2,4	5,12	-6,581

48	2	5,12	-8,164
48,5	1,52	5,12	-10,548
49	0,96	5,12	-14,539
49,7	0,32	5,12	-21,082
50	0,72	5,12	-17,038
50,5	1,2	5,12	-12,601
51	1,52	5,12	-10,548
51,5	2,16	5,12	-7,496
52	2,72	5,12	-5,494
52,5	3,04	5,12	-4,527
53	3,2	5,12	-4,082
53,5	3,36	5,12	-3,658
54	3,52	5,12	-3,254
54,3	3,6	5,12	-3,059
54,5	3,72	5,12	-2,774
55	4,24	5,12	-1,638
55,5	4,32	5,12	-1,475
56	4,4	5,12	-1,316
57	4,56	5,12	-1,006
58	4,64	5,12	-0,855
59	4,8	5,12	-0,560
60	4,88	5,12	-0,417
61	4,96	5,12	-0,275
63	5,04	5,12	-0,136
65	5,12	5,12	-0,01
67	5,12	5,12	-0,01
68	5,12	5,12	-0,01
70	5,12	5,12	-0,01

**Taula 5. Valors per representar la funció de transferència a 8,87Hz d'amplada de banda del filtre rebuig de banda a 50Hz.**

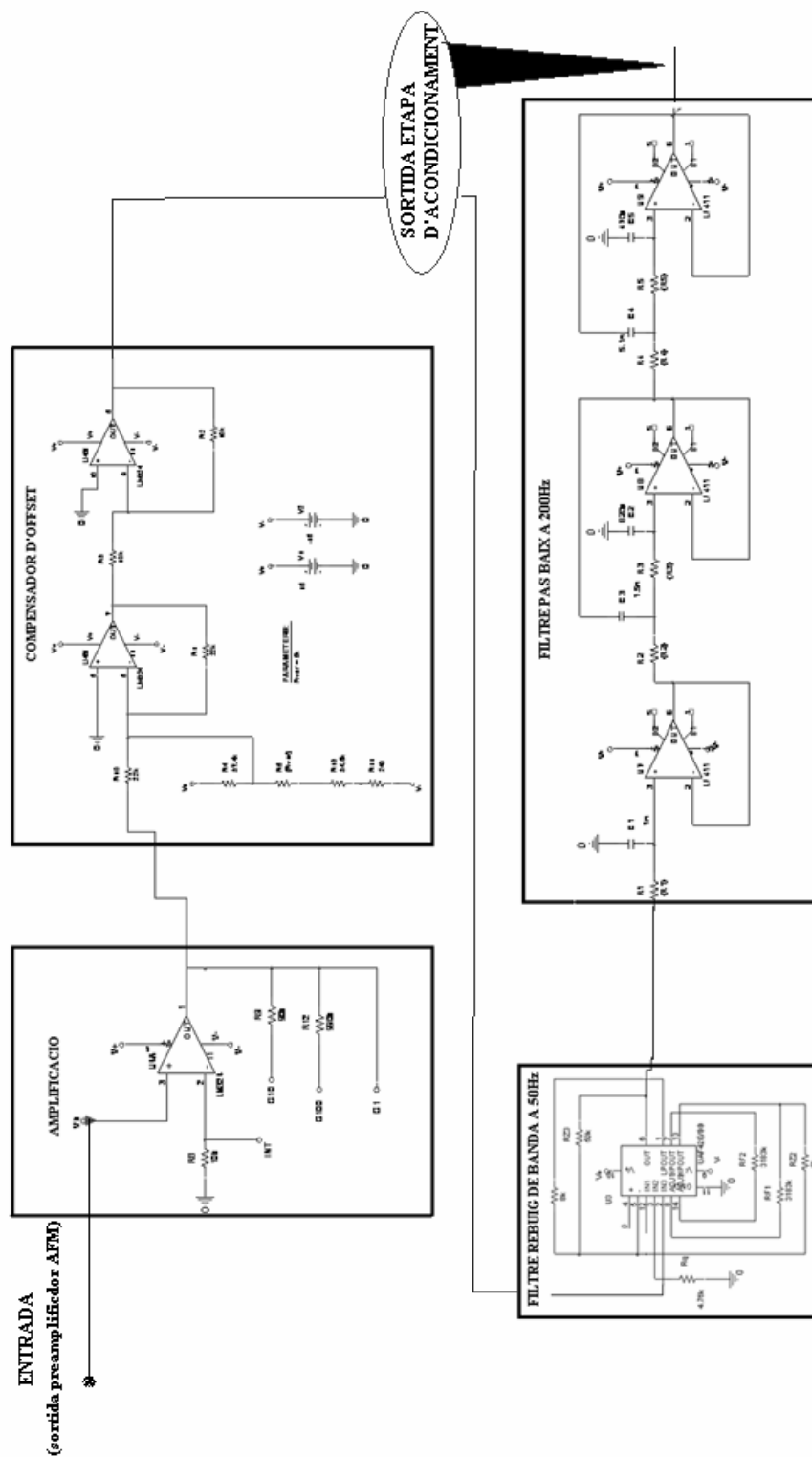
### 7.3 Layouts del circuit d'acondicionament

A continuació es mostren els layouts ampliats del circuit d'acondicionament de la Figura 37.




## 7.4 Esquema circuital

Aquest apartat es mostra l'esquema seguit per d'implementació del layout. Aquest esquema correspon a la Figura 8 esmentat en l'apartat de disseny.



## 7.5 Datasheets

A continuació es mostraran els Datasheets del UAF42, del TL074 i del LM324 respectivament.



**UAF42**

---

### UNIVERSAL ACTIVE FILTER

---

#### FEATURES

- VERSATILE—LOW-PASS, HIGH-PASS, BAND-PASS, BAND-REJECT
- SIMPLE DESIGN PROCEDURE
- ACCURATE FREQUENCY AND Q — INCLUDES ON CHIP 1000pF  $\pm 0.5\%$  CAPACITORS

#### APPLICATIONS

- TEST EQUIPMENT
- COMMUNICATIONS EQUIPMENT
- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION SYSTEMS
- MONOLITHIC REPLACEMENT FOR UAF41

**DESCRIPTION**

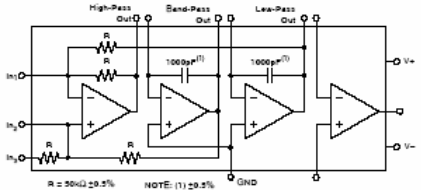
The UAF42 is a universal active filter which can be configured for a wide range of low-pass, high-pass, and band-pass filters. It uses a classical state-variable analog architecture with an inverting amplifier and two integrators. The integrators include on-chip 1000pF capacitors trimmed to 0.5%. This solves one of the most difficult problems of active filter design—obtaining tight tolerance, low-loss capacitors.

A DOS-compatible filter design program allows easy implementation of many filter types such as Butterworth, Bessel, and Chebyshev. A fourth, uncommitted FET-input op amp (identical to the other

three) can be used to form additional stages, or for special filters such as band-reject and Inverse Chebyshev.

The classical topology of the UAF42 forms a time-continuous filter, free from the anomalies and switching noise associated with switched-capacitor filter types.

The UAF42 is available in 14-pin plastic DIP and SOL-16 surface-mount packages, specified for the  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  temperature range.



$R = 50\text{k}\Omega \pm 0.5\%$     NOTE: (1)  $\pm 0.5\%$

International Airport Industrial Park • Mailing Address: P.O. Box 11400, Tucson, AZ 85714 • Street Address: 6730 N. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85716 • Tel: (520) 746-1111 • Fax: (520) 746-1111  
Internet: <http://www.burr-brown.com> • Publisher: (800) 546-4131 (not Canada Only) • Cable: BURRODAP • Telex: 656449 • Fax: (520) 895-1510 • Immediate Product Info: (800) 546-4132

## SPECIFICATIONS

### ELECTRICAL

At  $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_S = \pm 15\text{V}$ , unless otherwise noted.

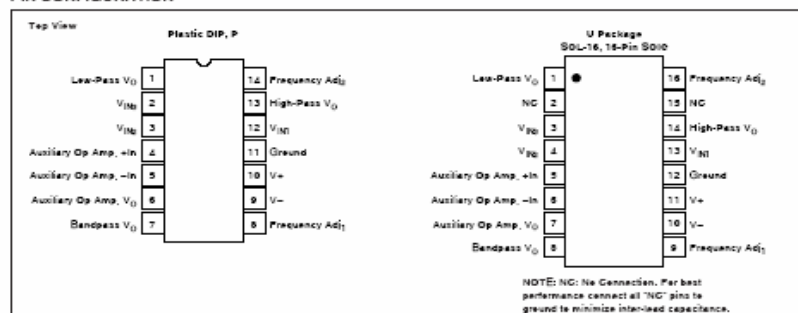
PARAMETER	CONDITIONS	UAF42AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
<b>FILTER PERFORMANCE</b>					
Frequency Range, $f_n$	$f = 1\text{kHz}$		0 to 100	1	kHz
Frequency Accuracy vs. Temperature			0.01		%
Maximum Q			400		—
Maximum (Q • Frequency) Product			500		kHz
Q vs. Temperature	$(f_n \cdot Q) < 10^4$ $(f_n \cdot Q) < 10^5$		0.01		%/°C
Q Repeatability	$(f_n \cdot Q) < 10^5$		0.025		%/°C
Offset Voltage, Low-Pass Output			2		mV
Resistor Accuracy			0.5		%
<b>OFF-SET VOLTAGE<sup>(1)</sup></b>					
Input Offset Voltage vs. Temperature			$\pm 0.5$	$\pm 5$	mV
vs. Power Supply	$V_S = \pm 6$ to $\pm 18\text{V}$	80	96		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
<b>INPUT BIAS CURRENT<sup>(1)</sup></b>					
Input Bias Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		10	50	pA
Input Offset Current	$V_{CM} = 0\text{V}$		5		pA
<b>NOISE</b>					
Input Voltage Noise					
Noise Density: $f = 1\text{kHz}$			25		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10\text{kHz}$			10		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
Voltage Noise: BW = 0.1 to 10kHz			2		$\mu\text{V}/\text{p-p}$
Input Bias Current Noise					
Noise Density: $f = 1\text{kHz}$			2		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
<b>INPUT VOLTAGE RANGE<sup>(1)</sup></b>					
Common-Mode Input Range	$V_{CM} = \pm 10\text{V}$	80	$\pm 11.5$		V
Common-Mode Rejection			96		dB
<b>INPUT IMPEDANCE<sup>(1)</sup></b>					
Differential			$10^9 \pm 2$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^9 \pm 6$		$\Omega \parallel \text{pF}$
<b>OPEN-LOOP GAIN<sup>(1)</sup></b>					
Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10\text{V}$ , $R_L = 2\text{k}\Omega$	90	126		dB
<b>FREQUENCY RESPONSE<sup>(1)</sup></b>					
Slew Rate			10		V/ $\mu\text{s}$
Gain-Bandwidth Product	$G = +1$		4		MHz
Total Harmonic Distortion	$G = +1$ , $f = 1\text{kHz}$		0.0004		%
<b>OUTPUT<sup>(1)</sup></b>					
Voltage Output	$R_L = 2\text{k}\Omega$	$\pm 11$	$\pm 11.5$		V
Short-Circuit Current			$\pm 2.5$		mA
<b>POWER SUPPLY</b>					
Specified Operating Voltage			$\pm 15$		V
Operating Voltage Range		$\pm 6$		$\pm 18$	V
Current			$\pm 6$		mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b>					
Specification		$-25$		$+85$	$^{\circ}\text{C}$
Operating		$-25$		$+85$	$^{\circ}\text{C}$
Storage		$-40$		$+125$	$^{\circ}\text{C}$
Thermal Resistance, $\theta_{JA}$			100		$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

\* Same as specification for UAF42AP.

NOTES: (1) Specifications apply to uncommitted op amp,  $A_{41}$ . The three op amps forming the filter are identical to  $A_{41}$  but are tested as a complete filter.



## PIN CONFIGURATION



## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply Voltage	±18V
Input Voltage	±15V, 50.7V
Output Short Circuit	Continuous
Operating Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-55°C to +85°C
Storage Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	-65°C to +125°C
Junction Temperature:	
Plastic DIP, P; SOIC, U	+125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

## ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

## PACKAGE/ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER <sup>(1)</sup>	TEMPERATURE RANGE
UAF42AP	Plastic 14-pin DIP	010	-25°C to +85°C
UAF42AU	SOL-16	211	-25°C to +85°C

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix G of Burr-Brown IC Data Book.

## APPLICATIONS INFORMATION

The UAF42 is a monolithic implementation of the proven state-variable analog filter topology. Pin-compatible with the popular UAF41 Analog Filter, it provides several improvements.

Slew Rate of the UAF42 has been increased to 10V/μs versus 1.6V/μs for the UAF41. Frequency • Q product of the UAF42 has been improved, and the useful natural frequency extended by a factor of 10 to 100kHz. FET-input op amps on the UAF42 provide very low input bias current. The monolithic construction of the UAF42 provides lower cost and improved reliability.

## DESIGN PROGRAM

Application Bulletin AB-035 and a computer-aided design program, available from Burr-Brown, make it easy to design and implement many kinds of active filters. The DOS-compatible program guides you through the design process and automatically calculates component values.

Low-pass, high-pass, band-pass and band-reject (notch) filters can be designed. The program supports the three most commonly used all-pole filter types: Butterworth, Chebyshev and Bessel. The less-familiar Inverse Chebyshev is also supported, providing a smooth passband response with ripple in the stop-band.

With each data entry, the program automatically calculates and displays filter performance. This allows a spreadsheet-like "what-if" design approach. For example, you can quickly determine, by trial and error, how many poles are required for a desired attenuation in the stopband. Gain/phase plots may be viewed for any response type.

The basic building element of the most commonly used filter types is the second-order section. This section provides a complex-conjugate pair of poles. The natural frequency,  $\omega_n$ , and Q of the pole pair determines the characteristic response of the section. The low-pass transfer function is

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{LP} \omega_n^2}{s^2 + s \omega_n / Q + \omega_n^2} \quad (1)$$

The high-pass transfer function is

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{HP} s^2}{s^2 + s \omega_n / Q + \omega_n^2} \quad (2)$$

The band-pass transfer function is

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BP} (\omega_n / Q) s}{s^2 + s \omega_n / Q + \omega_n^2} \quad (3)$$

A band-reject response is obtained by summing the low-pass and high-pass outputs, yielding the transfer function

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{A_{BR} (s^2 + \omega_n^2)}{s^2 + s \omega_n / Q + \omega_n^2} \quad (4)$$

The most commonly used filter types are formed with one or more cascaded second-order sections. Each section is designed for  $\omega_n$  and Q according to the filter type (Butterworth, Bessel, Chebyshev, etc.) and cutoff frequency. While tabulated data can be found in virtually any filter design text, the design program eliminates this tedious procedure.

Second-order sections may be non-inverting (Figure 1) or inverting (Figure 2). Design equations for these two basic configurations are shown for reference. The design program solves these equations, providing complete results, including component values.

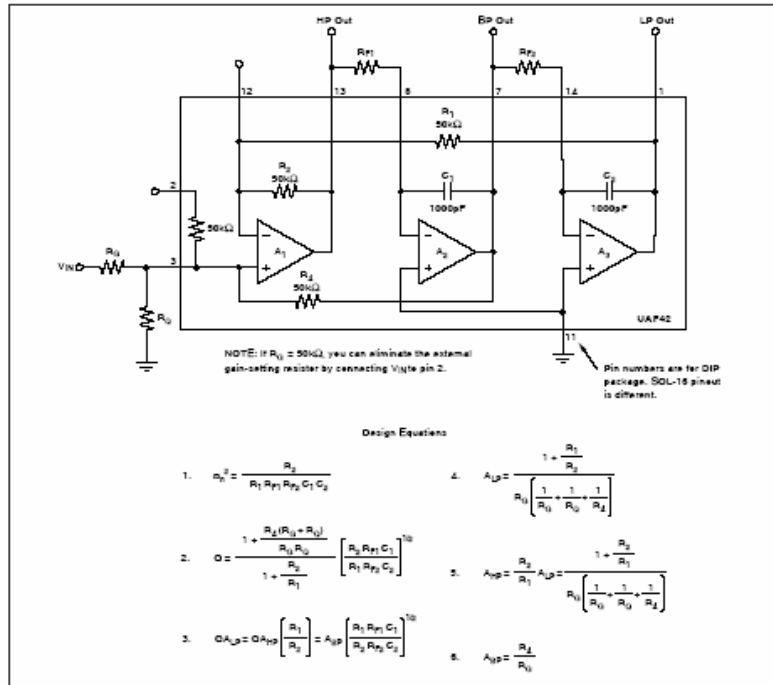


FIGURE 1. Non-Inverting Pole-Pair.

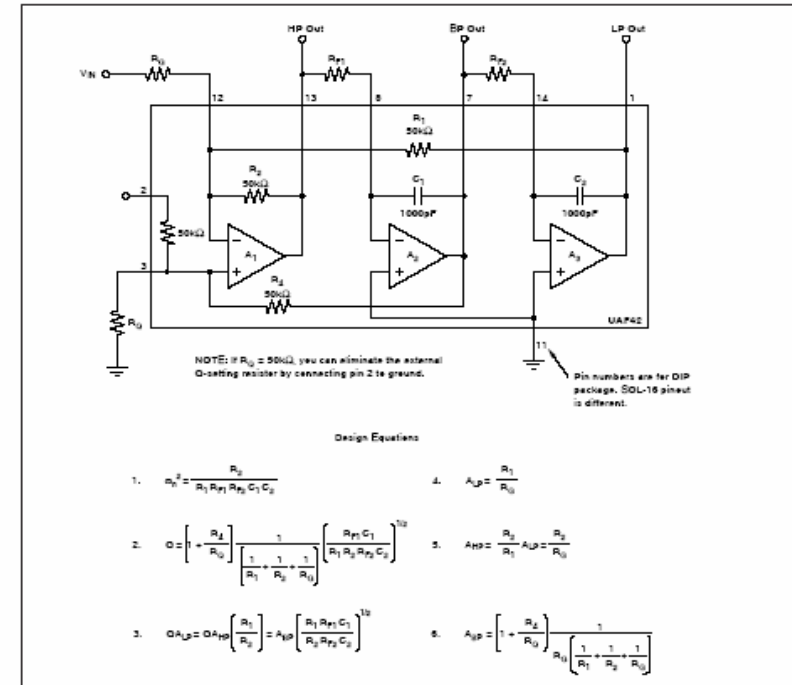


FIGURE 2. Inverting Pole-Pair.

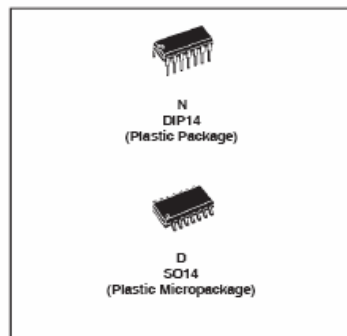




## TL074 TL074A - TL074B

### LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^{+}$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE  $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $13\text{V}/\mu\text{s}$  (typ)

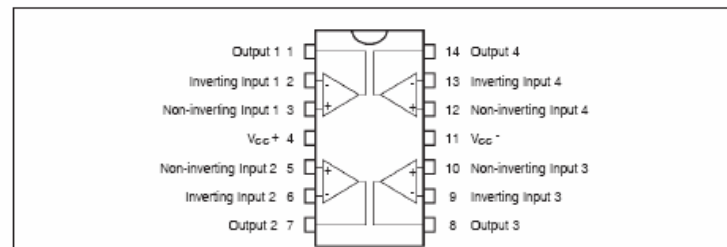


#### DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

#### PIN CONNECTIONS (top view)

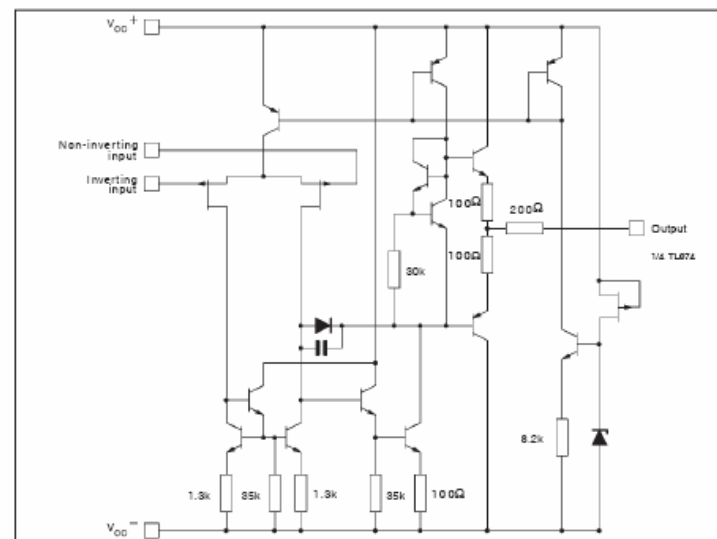


March 2001

1/11

## TL074- TL074A - TL074B

#### SCHEMATIC DIAGRAM



#### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	TL074M, AM, BM	TL074I, AI, BI	TL074C, AC, BC	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage - note 1)	$\pm 18$			V
$V_i$	Input Voltage - note 2)	$\pm 15$			V
$V_{id}$	Differential Input Voltage - note 3)	$\pm 30$			V
$P_{tot}$	Power Dissipation	680			mW
	Output Short-circuit Duration - note 4)	Infinite			
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	$^{\circ}\text{C}$
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to +150			$^{\circ}\text{C}$

1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between  $V_{CC}^{+}$  and  $V_{CC}^{-}$ .
2. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
3. Differential voltages are the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

2/11



TL074 - TL074A - TL074B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub> = ±15V, T<sub>amb</sub> = +25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,Al,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V <sub>io</sub>	Input Offset Voltage (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C		3	10		3	10	mV
	TL074		3	6				
	TL074A		3	3				
	TL074B		1	3				
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			13			13	
	TL074			7				
	TL074A			5				
	TL074B							
ΔV <sub>io</sub>	Input Offset Voltage Drift		10		10			μV/°C
I <sub>io</sub>	Input Offset Current - note 1) T <sub>amb</sub> = +25°C		5	100		5	100	pA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			4			10	nA
I <sub>b</sub>	Input Bias Current -note 1 T <sub>amb</sub> = +25°C		20	200		30	200	pA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			20			20	nA
A <sub>vd</sub>	Large Signal Voltage Gain (R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>o</sub> = ±10V) T <sub>amb</sub> = +25°C	50	200		25	200		V/mV
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	25			15			
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C	80	86		70	86		dB
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	80			70			
I <sub>CC</sub>	Supply Current, no load, per amplifier T <sub>amb</sub> = +25°C		1.4	2.5		1.4	2.5	mA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			2.5			2.5	
V <sub>icm</sub>	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R <sub>S</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C	80	86		70	86		dB
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	80			70			
I <sub>os</sub>	Output Short-circuit Current T <sub>amb</sub> = +25°C	10	40	60	10	40	60	mA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	10		60	10		60	
±V <sub>opp</sub>	Output Voltage Swing T <sub>amb</sub> = +25°C							V
	RL = 2kΩ	10	12		10	12		
	RL = 10kΩ	12	13.5		12	13.5		
	RL = 2kΩ	10			10			
	RL = 10kΩ	12			12			
SR	Slew Rate (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain	8	13		8	13		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise Time (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain		0.1			0.1		μs
K <sub>ov</sub>	Overshoot (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 10mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, f = 100kHz	2	3		2	3		MHz
R <sub>i</sub>	Input Resistance		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>		Ω



3/11

TL074- TL074A - TL074B

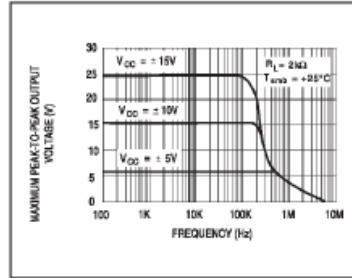
Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,Al,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion (T <sub>amb</sub> = +25°C) f = 1kHz, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, A <sub>v</sub> = 20dB, V <sub>e</sub> = 2V <sub>pp</sub>		0.01			0.01		%
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage R <sub>S</sub> = 100Ω, f = 1KHz		15			15		nV √Hz
φ <sub>m</sub>	Phase Margin		45			45		degrees
V <sub>o1</sub> /V <sub>o2</sub>	Channel separation A <sub>v</sub> = 100		120			120		dB

1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

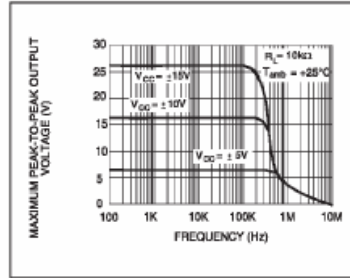
4/11



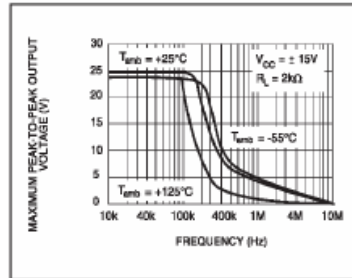
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



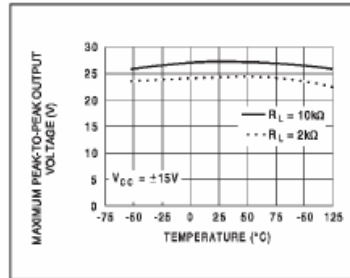
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



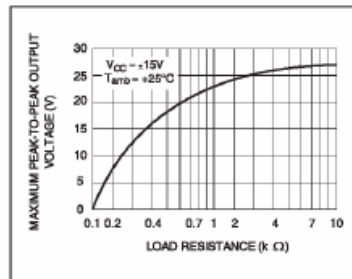
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREQUENCY



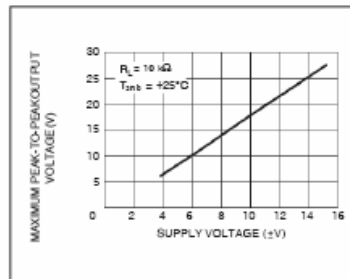
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus FREE AIR TEMP.



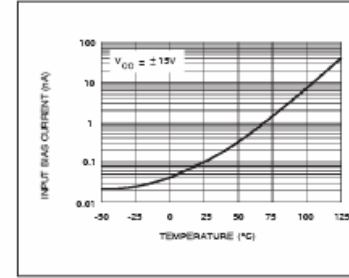
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus LOAD RESISTANCE



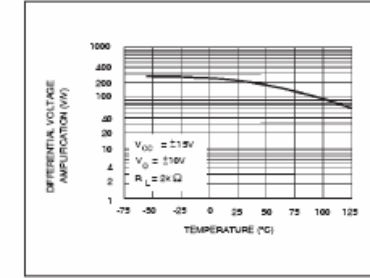
MAXIMUM PEAK-TO-PEAK OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE



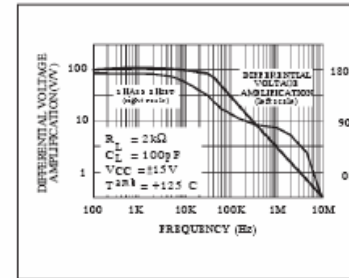
INPUT BIAS CURRENT versus FREE AIR TEMPERATURE



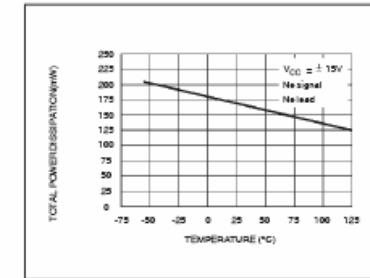
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION versus FREE AIR TEMP.



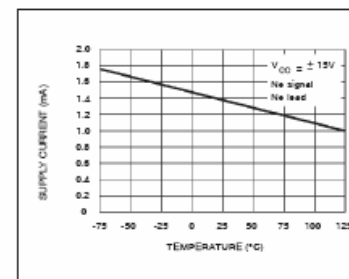
LARGE SIGNAL DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION AND PHASE SHIFT versus FREQUENCY



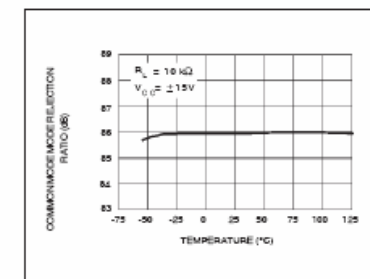
TOTAL POWER DISSIPATION versus FREE AIR TEMPERATURE



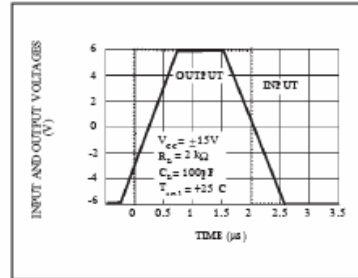
SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER versus FREE AIR TEMPERATURE



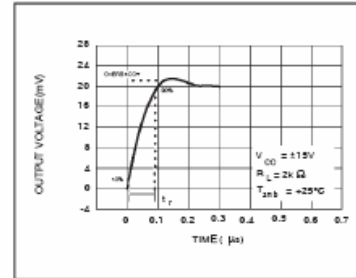
COMMON MODE REJECTION RATIO versus FREE AIR TEMPERATURE



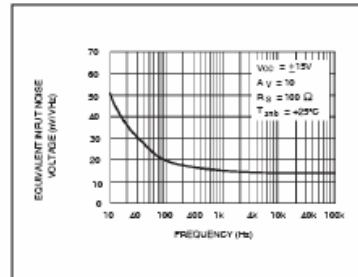
VOLTAGE FOLLOWER LARGE SIGNAL PULSE RESPONSE



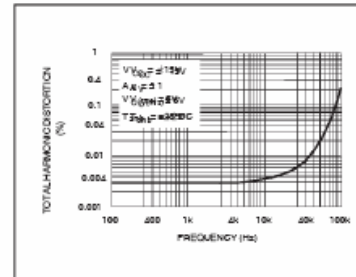
OUTPUT VOLTAGE versus ELAPSED TIME



EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE versus FREQUENCY



TOTAL HARMONIC DISTORTION versus FREQUENCY



PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

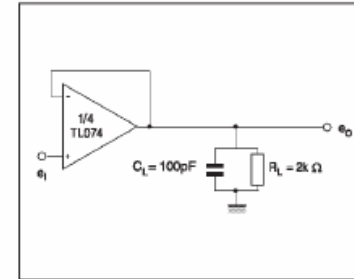
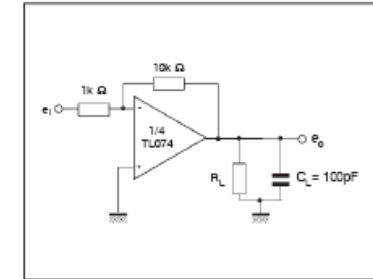
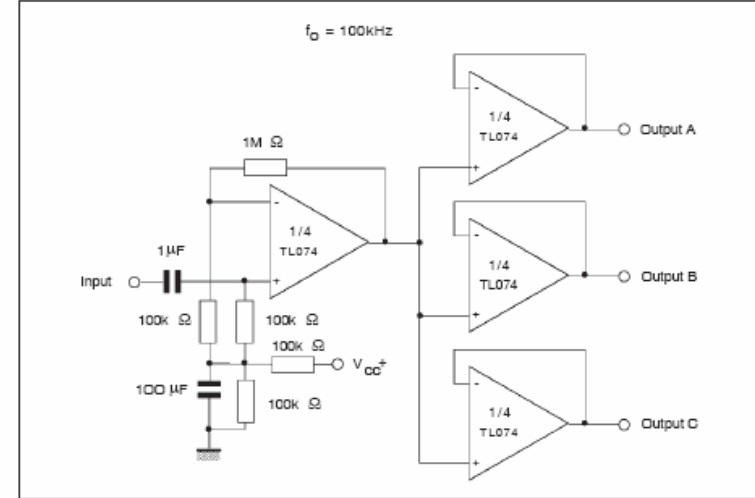


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier

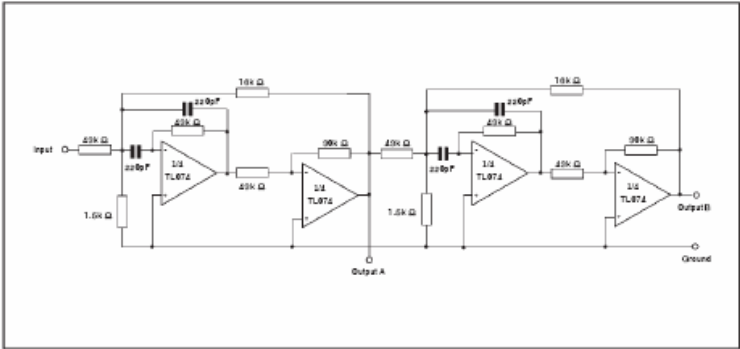


TYPICAL APPLICATIONS  
AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER

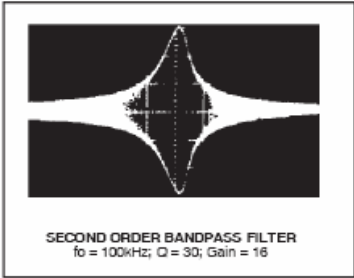


TYPICAL APPLICATIONS (continued)

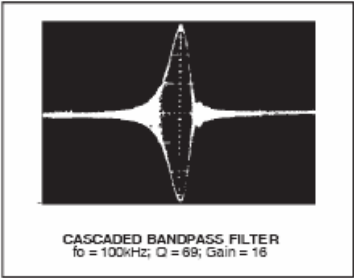
POSITIVE FEEDBACK BANDPASS FILTER



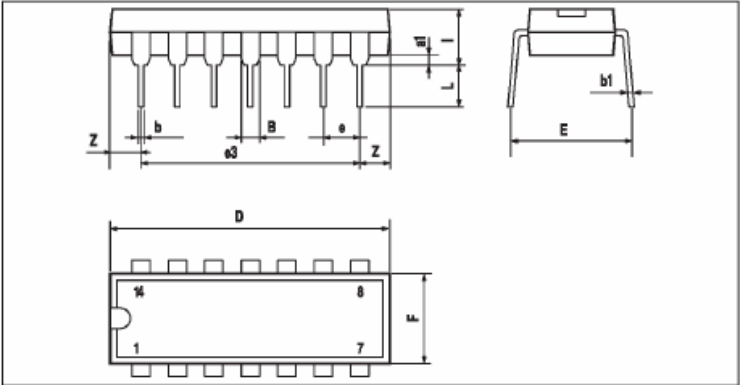
OUTPUT A



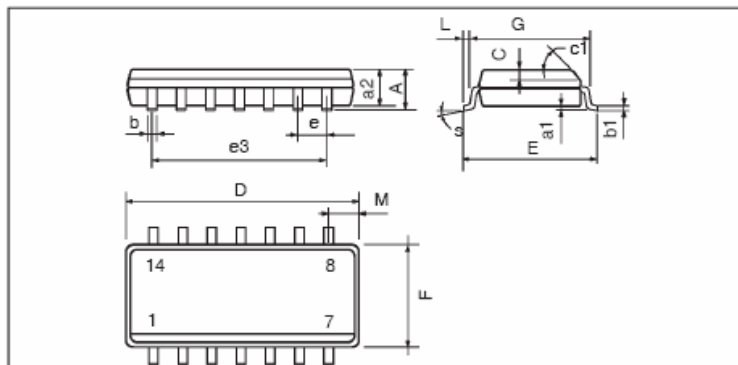
OUTPUT B



PACKAGE MECHANICAL DATA  
14 PINS - PLASTIC DIP



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
 14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)


Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1			45° (typ.)			
D (1)	8.55		8.75	0.336		0.344
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F (1)	3.8		4.0	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.68			0.027
S			8° (max.)			

Note: (1) D and F do not include mold flash or protrusions - Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006 inc) ONLY FOR DATA BOOK.

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved  
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco  
 Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom  
 © <http://www.st.com>





# LM124 LM224 - LM324

## LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE GAIN BANDWIDTH : 1.3MHz
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 875µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max. (for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max.)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE : SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V DUAL SUPPLIES :  $\pm 1.5V$  TO  $\pm 15V$

### DESCRIPTION

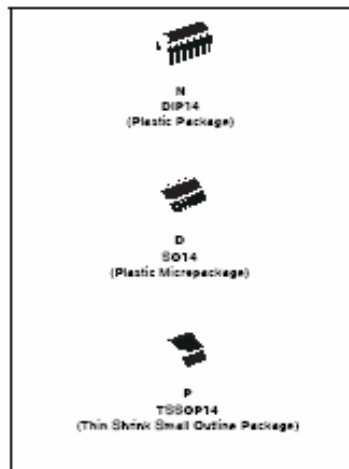
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

### ORDER CODE

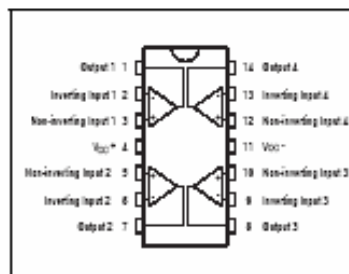
Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
LM124	-55°C to +125°C	*	*	*
LM224	-55°C to +105°C	*	*	*
LM324	0°C to +70°C	*	*	*

Example : LM224N

N = Dual In Line Package (DIP)  
D = 8 Pin Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (PT)  
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)

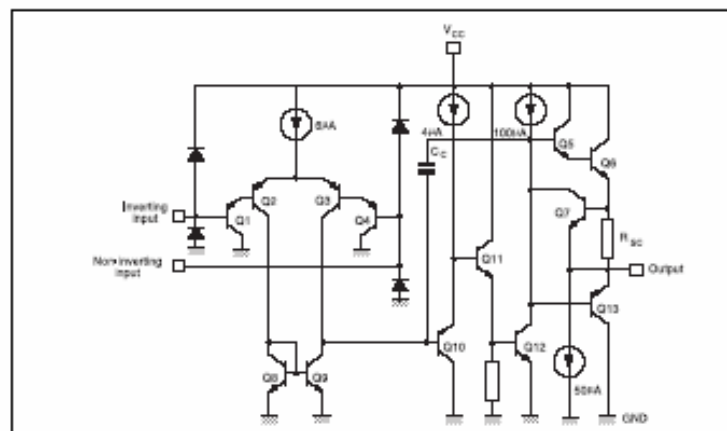


### PIN CONNECTIONS (top view)



## LM124-LM224-LM324

### SCHEMATIC DIAGRAM (1/4 LM124)



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM124	LM224	LM324	Unit
$V_{CC}$	Supply voltage	$\pm 16$ or 32			V
$V_i$	Input Voltage	$-0.3$ to $+32$			V
$V_{id}$	Differential Input Voltage <sup>1)</sup>	$+32$			V
$P_{tot}$	Power Dissipation	500	500	500	mW
	N Suffix D Suffix	500 200	500 200	500 200	
Output Short-circuit Duration <sup>2)</sup>		Infinite			
$I_n$	Input Current <sup>3)</sup>	50	50	50	nA
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-55 to +105	0 to +70	°C
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	$-55$ to $+150$			°C

- 1) Either or both input voltages must not exceed the magnitude of  $V_{CC}$  or  $V_{EE}$ .
- 2) Short-circuits from the output to  $V_{CC}$  can cause excessive heating if  $V_{CC} > 16V$ . The maximum output current is approximately 50mA independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
- 3) This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diode junctions. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the N input. This transistor action can cause the output voltages of the op-amps to go to the  $V_{CC}$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and each of output will set up again for input voltage higher than -0.5V.



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

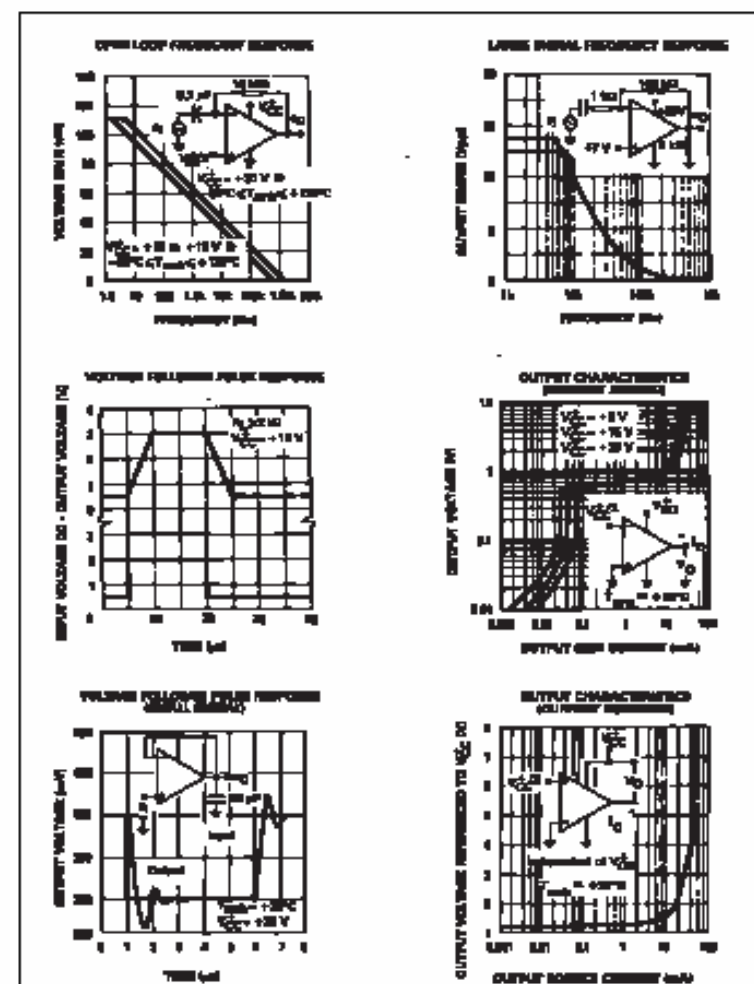
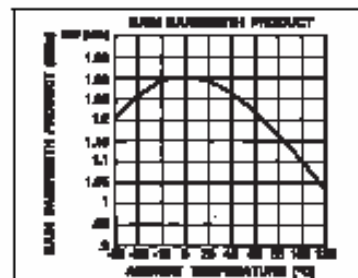
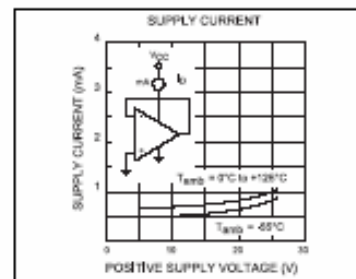
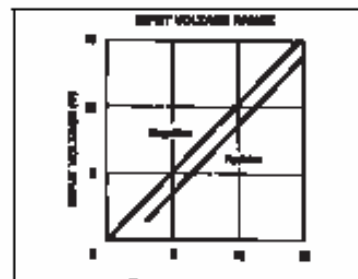
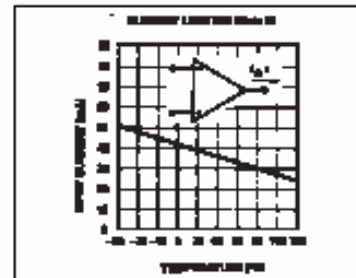
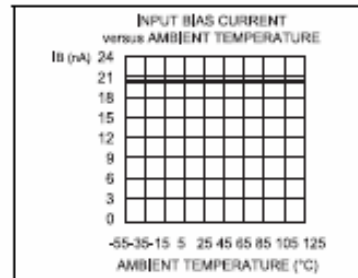
V<sub>DD</sub>\* = +5V, V<sub>DD</sub> = Ground, V<sub>g</sub> = 1.4V, T<sub>amb</sub> = +25°C (unless otherwise specified)

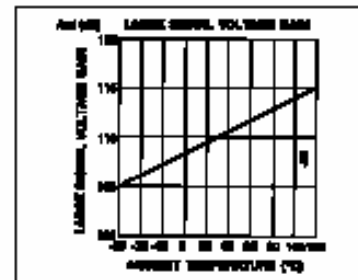
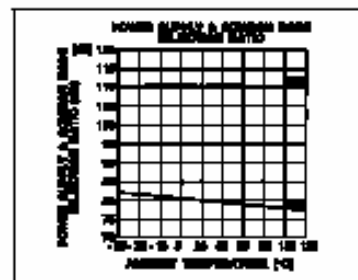
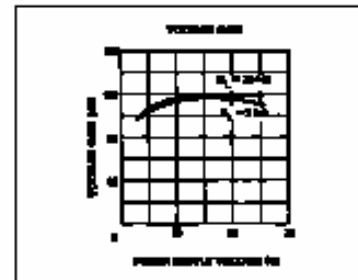
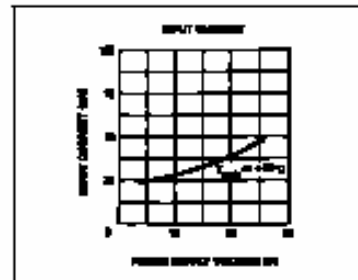
Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>io</sub>	Input Offset Voltage - note 1)				
	T <sub>amb</sub> = +25°C		2	5	mV
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			7 9	
I <sub>b</sub>	Input Bias Current				
	T <sub>amb</sub> = +25°C		2	30	nA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			100	
I <sub>b</sub>	Input Bias Current - note 4)				
	T <sub>amb</sub> = +25°C		20	150	nA
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			300	
A <sub>vd</sub>	Large Signal Voltage Gain				
	V <sub>DD</sub> * = +15V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>g</sub> = 1.4V to 11.4V				V/mV
	T <sub>amb</sub> = +25°C	50	100		
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>L</sub> ≤ 10kΩ)				
	V <sub>DD</sub> * = 5V to 30V				
	T <sub>amb</sub> = +25°C	55	110		dB
I <sub>DD</sub>	Supply Current, all Amp. no load				
	T <sub>amb</sub> = +25°C			0.7	mA
	V <sub>DD</sub> = +5V			1.3	
V <sub>icm</sub>	Input Common Mode Voltage Range				
	V <sub>DD</sub> = +30V - note 4)			V <sub>DD</sub> - 1.5	V
	T <sub>amb</sub> = +25°C	0		V <sub>DD</sub> - 2	
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R <sub>L</sub> ≤ 10kΩ)				
	T <sub>amb</sub> = +25°C	70	80		dB
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	50			
I <sub>source</sub>	Output Current Source (V <sub>g</sub> = +1V)				
	V <sub>DD</sub> = +15V, V <sub>g</sub> = +2V	20	40	70	mA
I <sub>sink</sub>	Output Sink Current (V <sub>g</sub> = -1V)				
	V <sub>DD</sub> = +15V, V <sub>g</sub> = +2V	10	20		mA
	V <sub>DD</sub> = +15V, V <sub>g</sub> = +0.2V	12	50		μA
V <sub>OH</sub>	High Level Output Voltage				
	V <sub>DD</sub> = +30V				V
	T <sub>amb</sub> = +25°C			26	
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			26	
	T <sub>amb</sub> = +25°C			27	
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>			27	
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage (R <sub>L</sub> = 10kΩ)				
	V <sub>DD</sub> = +5V, R <sub>L</sub> = 2kΩ	3.5			
	T <sub>amb</sub> = +25°C	3			
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage (R <sub>L</sub> = 10kΩ)				
	V <sub>DD</sub> = +5V, R <sub>L</sub> = 2kΩ				
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>				

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>OL</sub>	Low Level Output Voltage (R <sub>L</sub> = 10kΩ)				
SR	Slew Rate				
	V <sub>DD</sub> = 15V, V <sub>i</sub> = 0.5 to 3V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity Gain		0.4		V/μs
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>				
GBP	Gain Bandwidth Product				
THD	Total Harmonic Distortion				
	V <sub>DD</sub> = 30V, f = 100kHz, V <sub>in</sub> = 10mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF		1.3		MHz
	f = 1kHz, A <sub>v</sub> = 20dB, R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>g</sub> = 2V <sub>pp</sub> , C <sub>L</sub> = 100pF, V <sub>DD</sub> = 30V	0.015			%
A <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage				
DV <sub>io</sub>	Input Offset Voltage Drift				
	f = 1kHz, R <sub>L</sub> = 100Ω, V <sub>DD</sub> = 30V		40		nV/°C
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>				
DI <sub>io</sub>	Input Offset Current Drift				
V <sub>SI</sub> /V <sub>SD</sub>	Channel Separation - note 4)				
	1kHz ≤ f ≤ 20kHz		120		dB
	T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>				

1. V<sub>g</sub> = 1.4V, R<sub>L</sub> = 80kΩ, V<sub>DD</sub> = +30V, 0 ≤ V<sub>in</sub> ≤ V<sub>DD</sub> - 1.5V2. The direction of the input current is out of the I<sub>O</sub>. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.3. The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.5V. The upper end of the common-mode voltage range is V<sub>DD</sub> - 1.5V, but either or both inputs can go to +V<sub>DD</sub> without distortion.

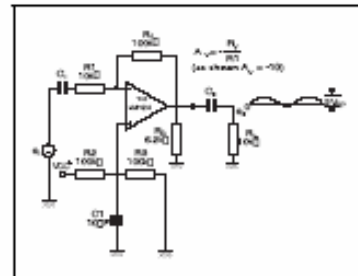
4. Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be avoided as the type of capacitance increases at higher frequencies.



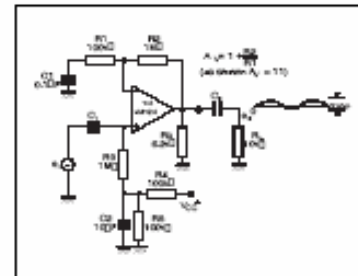


TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS

AC COUPLED INVERTING AMPLIFIER

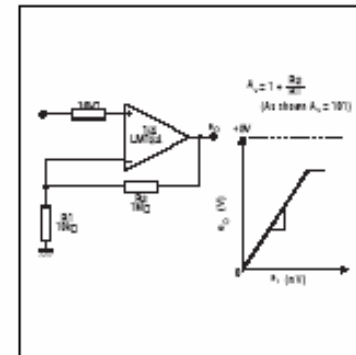


AC COUPLED NON INVERTING AMPLIFIER

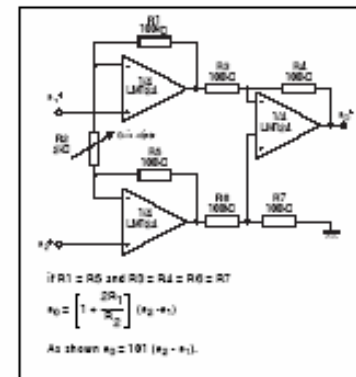


## TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS

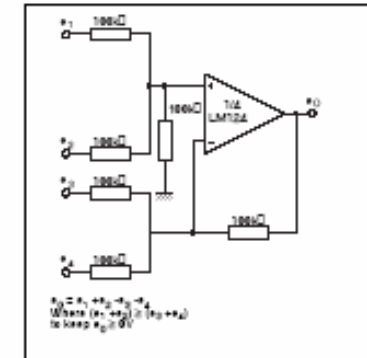
NON-INVERTING DC GAIN



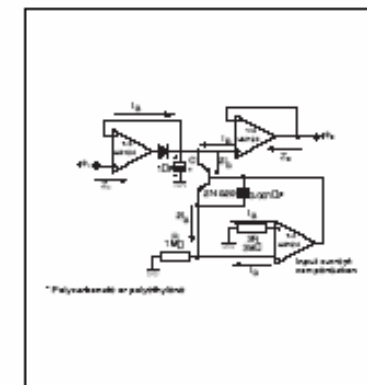
HIGH INPUT Z ADJUSTABLE GAIN DC INSTRUMENTATION AMPLIFIER



DC SUMMING AMPLIFIER

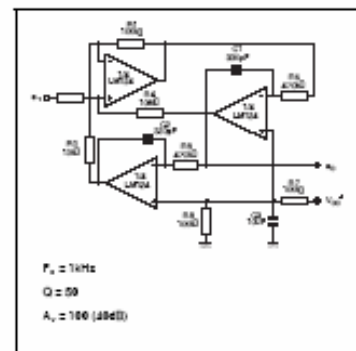


LOW DRIFT PEAK DETECTOR

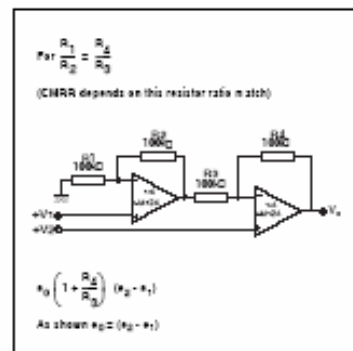


## TYPICAL SINGLE - SUPPLY APPLICATIONS

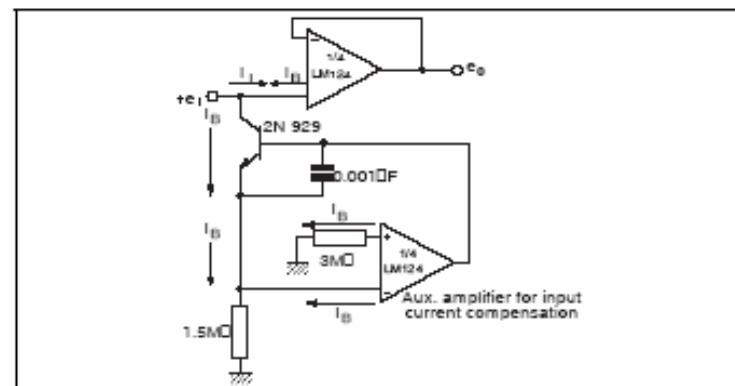
## ACTIVE BANDPASS FILTER



## HIGH INPUT Z, DC DIFFERENTIAL AMPLIFIER



## USING SYMMETRICAL AMPLIFIERS TO REDUCE INPUT CURRENT (GENERAL CONCEPT)



## MACROMODEL

\*\* Standard Linear Ics Macromodels, 1993.

## \*\* CONNECTIONS :

- \* 1 INVERTING INPUT
- \* 2 NON-INVERTING INPUT
- \* 3 OUTPUT
- \* 4 POSITIVE POWER SUPPLY
- \* 5 NEGATIVE POWER SUPPLY

.SUBCKT LM124 1 3 2 4 5 (analog)

.....  
 .MODEL MDTH D IS=1E-8 KF=3.104131E-15  
 CJO=10F

## \* INPUT STAGE

CIP 2 5 1.000000E-12

CIN 1 5 1.000000E-12

EIP 10 5 2 5 1

EIN 16 5 1 5 1

RIP 10 11 2.600000E+01

RIN 15 16 2.600000E+01

RI5 11 15 2.003862E+02

DIP 11 12 MDTH 400E-12

DIN 15 14 MDTH 400E-12

VOFP 12 13 DC 0

VOFN 13 14 DC 0

IPOL 18 5 1.000000E-05

OP5 11 15 3.783376E-09

DIIN 17 18 MDTH 400E-12

VIN 17 5 0.000000E+00

DINR 15 18 MDTH 400E-12

VIP 4 18 2.000000E+00

FOP 4 5 VOFP 3.400000E+01

FOFN 5 4 VOFN 3.400000E+01

FIBP 2 5 VOFP 2.000000E-03

FIBN 5 1 VOFP 2.000000E-03

## \* AMPLIFYING STAGE

FIP 5 19 VOFP 3.600000E+02

FIN 5 19 VOFN 3.600000E+02

RG1 19 5 3.652997E+06

RG2 19 4 3.652997E+06

CC 19 5 6.000000E-09

DOPM 19 22 MDTH 400E-12

DONM 21 19 MDTH 400E-12

HOPM 22 28 VOUT 7.500000E+03

VIPM 28 4 1.500000E+02

HONM 21 27 VOUT 7.500000E+03

VINM 5 27 1.500000E+02

EDUT 26 23 19 5 1

VOUT 23 5 0

ROUT 26 3 20

COUT 3 5 1.000000E-12

DOP 19 25 MDTH 400E-12

VOP 4 25 2.242280E+00

DON 24 19 MDTH 400E-12

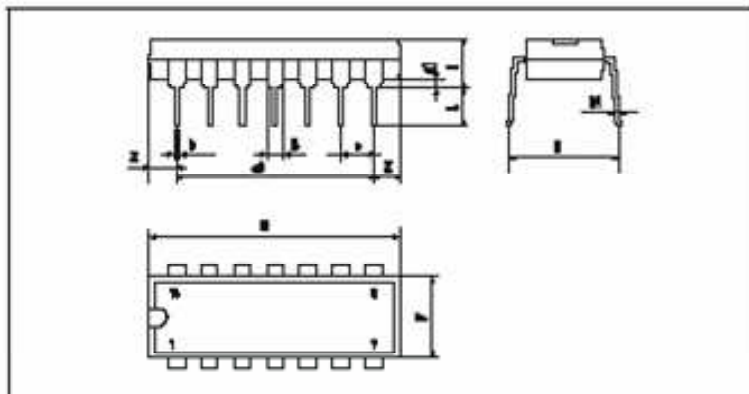
VON 24 5 7.922301E-01

.ENDS

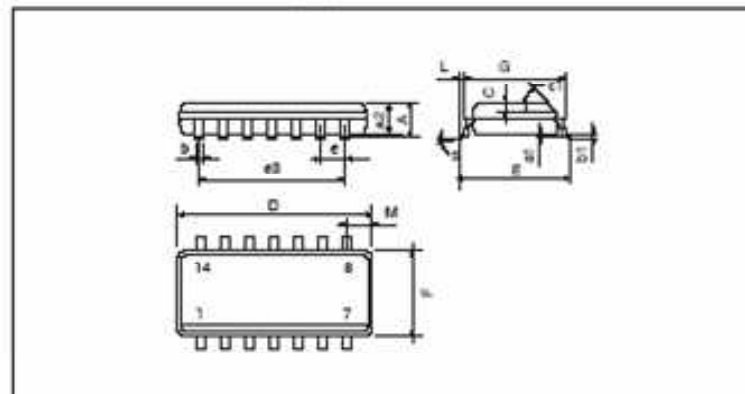
## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{cc+} = +15V$ ,  $V_{cc-} = 0V$ ,  $T_{amb} = 25^{\circ}C$  (unless otherwise specified)

Symbol	Conditions	Value	Unit
$V_{is}$		0	mV
$A_{id}$	$R_L = 2k\Omega$	100	V/mV
$I_{cc}$	No load, per amplifier	350	$\mu A$
$V_{os}$		-15 to +13.5	V
$V_{OH}$	$R_L = 2k\Omega$ ( $V_{OH} = 15V$ )	+13.5	V
$V_{OL}$	$R_L = 10k\Omega$	5	mV
$I_{as}$	$V_{is} = +2V$ , $V_{OH} = +15V$	+50	$\mu A$
$f_{GBP}$	$R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$	1.3	MHz
$SR$	$R_L = 2k\Omega$ , $C_L = 100pF$	0.4	V/ $\mu s$

**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
 14 PINS - PLASTIC DIP


Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.91			0.029		
a2	1.38		1.85	0.055		0.069
a		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			29			0.787
E		8.5			0.335	
a		2.54			0.100	
a3		19.24			0.600	
P			7.1			0.280
L			5.1			0.201
Z		5.5			0.139	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

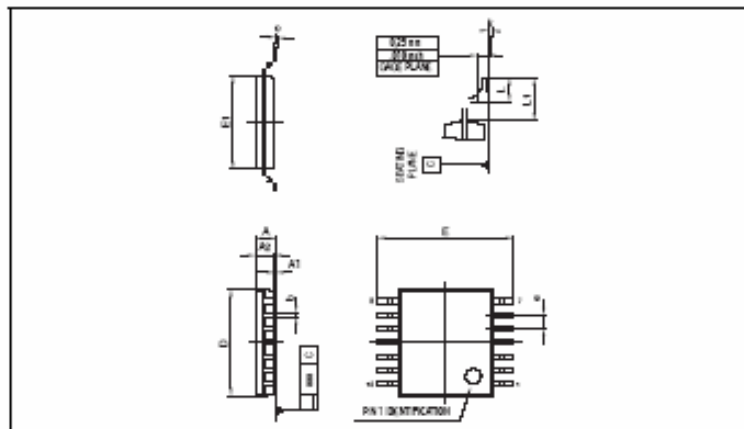
**PACKAGE MECHANICAL DATA**  
 14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)


Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.8			0.063
a	0.35		0.65	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
d1						
D (1)	8.55		8.75	0.336		0.346
E	5.8		6.2	0.228		0.246
a		1.27			0.050	
a3		7.62			0.300	
P (1)	2.0		4.0	0.100		0.157
G	4.8		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.65			0.027
B						

Note: (1) D and P do not include a pitch or protrusion. Max pitch or protrusion shall not exceed 0.10 mm. (See INC. ONLY FOR DATA BOOK.)

## PACKAGE MECHANICAL DATA

14 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE (TSSOP)



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.05	1.00	1.05	0.021	0.039	0.041
b	0.18		0.30	0.007		0.15
c	0.08		0.20	0.003		0.012
D	4.90	5.00	5.10	0.192	0.196	0.20
E		5.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
h		0.65			0.025	
k	0*		8*	0*		8*
L	0.450	0.500	0.750	0.018	0.024	0.030
L1		1.00			0.039	
***			0.100			0.004

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia

Mexico - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States

© <http://www.st.com>



**Resum:**

*En aquest treball, s'ha dissenyat un mòdul d'acondicionament a fi de millorar les mesures de conductivitat realitzades amb un AFM (Microscopi de Forces Atòmiques). L'equip actual disposa d'un preamplificador de baix soroll amb un guany de  $10^{10}$  V/A. Donat que els corrents que es pretenen mesurar són extremadament petits ( $\sim$ pA), s'ha dissenyat un filtre per eliminar diferents fonts de soroll, com ara el soroll que introdueix la xarxa elèctrica a 50Hz. Es pretén reduir aquesta component freqüencial un factor mínim de 10 (20dB). També s'ha afegit un filtre passa baixos per eliminar els soroll que es troba fora de l'amplada de banda del preamplificador. S'ha introduït una etapa d'amplificació de guany variable: 1, 10 i 100 per augmentar la flexibilitat de l'equip i finalment també s'ha dissenyat una etapa per eliminar la tensió d'offset d'aquest amplificador. L'abast del treball anirà des del disseny fins la implementació final sobre una placa PCB.*

**Resumen:**

*En este trabajo, se ha diseñado un circuito de acondicionamiento con el fin de mejorar las medidas de conductividad realizadas con un AFM (Microscopio de Fuerzas Atómicas). El equipo actual dispone de un preamplificador de bajo ruido con ganancia  $10^{10}$  V/A. Dado que las corrientes que se pretenden medir son extremadamente pequeñas ( $\sim$ pA), se ha diseñado un filtro para eliminar distintas fuentes de ruido, por ejemplo el ruido introducido por la red eléctrica a 50Hz. Se pretende reducir esta componente frecuencial un factor mínimo de 10 (20dB). También se ha añadido un filtro pasa bajo para eliminar ruidos fuera del alcance del ancho de banda del preamplificador. Se ha introducido una etapa de amplificación de ganancia variable: 1, 10 y 100 para darle más flexibilidad al equipo. Finalmente también se ha diseñado una etapa para eliminar la tensión de offset de este amplificador. El trabajo abarca desde el diseño hasta la finalización del módulo sobre una placa PCB.*

**Summary:**

*In this work, a circuit has been designed in order to improve the conductivity measures made with an AFM (Atomic Force Microscope). This microscope has a low noise preamplifier with a gain of  $10^{10}$  V/A. A filter has been designed to remove the noise sources, such as the electrical noise of 50Hz, since the currents expected to measure are extremely small ( $\sim$ pA). It is expected that the signal of 50Hz gets reduced to the minimal factor of 10 (20dB). Also, a low pass filter has been added to remove the noise which is out of the preamplifier bandwidth. There is an amplifier stage with a variable gain: 1, 10 and 100 to give the system more flexibility, too. Finally, also a stage has been designed to remove the offset voltage of this amplifier. The work goes from the design to the completion of the module on a PCB.*



